CNRS

THESE

présentée à l'université Paris VI

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR INGENIEUR

par Philippe de BELLEFONDS

SYSTEME NUMERIQUE DE COMMANDE D'AVANCE A L'ALLUMAGE

en vue de la réduction de la pollution atmosphérique

Soutenue le 18 mars 1976 devant la commission d'examen

MM. Siestrunck ..... Président

Vichnievsky

Vignes

Barbier

Ricouard

N° d'enregistrement

CNRS:

THESE

Présentée à l'université Paris 6

Par Philippe de BELLEFONDS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGENIEUR

SYSTEME NUMERIQUE DE COMMANDE D'AVANCE A L'ALLUMAGE

en vue de la réduction de la pollution atmosphérique.

Soutenue le 18 Mars 1976
Devant la commission d'examen composée de

MM SIESTRUNCK,..... président

VICHNIEVSKY .....
VIGNES .....
BARBIER .....
RICOUARD .....
} examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

La présente étude a été effectuée sous la direction de Monsieur le Professeur VICHNIEVSKY. Je lui exprime ici ma reconnaissance pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à mes travaux et pour les facilités d'expérimentation qu'il m'a offertes dans son laboratoire de moteurs.

Je prie Monsieur le Professeur SIESTRUNCK, qui me fait l'honneur de présider le jury, d'accepter mes remerciements.

Je remercie également Monsieur le Professeur VIGNES, pour sa participation au jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur P. BARBIER, Directeur du Laboratoire d'Applications de la R.T.C., où se sont déroulés les travaux, pour les moyens matériels et financiers qu'il a mis à ma disposition et pour sa participation au jury.

Je remercie Monsieur RICOUARD pour sa précieuse collaboration, pour la gentillesse avec laquelle il m'a fait part de son expérience aussi bien en matière de moteurs que d'électronique et pour sa participation au jury.

Mes remerciements vont également à tous les membres du Laboratoire d' Applications ainsi qu'à ceux du laboratoire Henri Beghin pour leur amabilité et leur collaboration, et en particulier à Madame ARTIGALAS et Messieurs BARRE, BRICAUD, CAILLET, FORET, LE GARS ainsi que Monsieur SABOULARD pour l'aide qu'ils m'ont apportée par leurs connaissances et à Messieurs SHORTER et MERCADAL pour leur participation aux essais.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548104_0022

A mes parents

SYSTEME NUMERIQUE DE COMMANDE D'AVANCE A L'ALLUMAGE

en vue de la réduction de la pollution atmosphérique.

TABLE DES MATIERES

A - INTRODUCTION

B - CHAPITRE I - DEFINITION DE LA POLLUTION AUTOMOBILE

B.I. Nature des gaz et réactions de formation

B.II. Les normes anti pollution

B.III. Les comportements du moteur

B.III. 1. Evolution de la pollution en fonction de l'avance

B.III. 2. Introduction de la richesse du mélange air - essence

2.1 - Lieux de fonctionnement du moteur

2.2 - Pollution en CO

2.3 - Pollution en CxHy

2.4 - Pollution en NOx

2.5 - Zones de pollution minimale

2.6 - Surface d'avance

C - CHAPITRE II - LES SOLUTIONS EXISTANTES

C.I. Le moteur à charge stratifiée

C.II. La carburation asservie

C.III. Le contrôle électronique des paramètres d'entrée du moteur

C.III. 1. Le contrôle en boucle fermée

C.III. 2. Le contrôle en boucle ouverte

2.1 - Définition

2.2 - Possibilités

D - CHAPITRE III - LA SOLUTION ADOPTEE

D.I. Présentation

D.II. Le générateur de fonctions

D.II. 1. Recherche d'une fonction polynomiale

D.II. 2. Le stockage des valeurs

D.III. L'interpolation

D.III. 1. Les procédés possibles

D.III. 2. Le procédé choisi

D.III. 3. Description mathématique de l'interpolation

D.III. 4. Description physique de l'interpolation

D.III. 5. Programme de simulation

E - CHAPITRE IV - REALISATION DU CALCULATEUR

E.I. Les contraintes

E.I. 1. Contraintes de calcul

1.1 - Précision

1.2 - Vitesse

E.I. 2. Contraintes d'environnement

2.1 - Les parasites

2.2 - La température

2.3 - L'encombrement

2.4 - La consommation

2.5 - L'alimentation

E.II. La réalisation

E.II. 1. Le soft

1.1 - Organigramme de calcul

1.2 - Séquenceur

E.II. 2. La réalisation matérielle

2.1 - Généralités

2.2 - Le balayage de la maille mobile

2.3 - La mémorisation

2.4 - La sommation

2.5 - Les branchements

F - CHAPITRE V - INTEGRATION

F.I. Cahier des charges

F.II. Données du choix technologique

F.III. Application au circuit d'allumage

F.III. 1. Tableau de valeurs

F.III. 2. Explication du tableau

F.III. 3. Conclusion

G - CHAPITRE VI - ADAPTATION A UN MOTEUR

G.I. Généralités

G.II. Les capteurs

G.II. 1. Capteur de pression

G.II. 2. Capteur de position

G.II. 3. Capteur d'angle

G.II. 4. Implantation

G.III. Les interfaces

G.III. 1. Interface pression : Convertisseur Analogique Digital.

G.III. 2. Interface vitesse : Tachymètre digital.

2.1 - Présentation

2.2 - Principe de calcul

2.3 - Fonctionnement

2.4 - Application

G.III. 3. Interface d'allumage

3.1 - Précision requise

3.2 - Le multiplieur de fréquence

3.3 - L'allumeur

G.IV. Les essais

H - CONCLUSION

J - ANNEXES

J.I. Données techniques

J.II. Schéma de simulation sur table traçante

J.III. Lexique

K - BIBLIOGRAPHIE

A
INTRODUCTION

Le hasard ou la nécessité

Le hasard a voulu qu'après un développement foudroyant dû à l'informatique et aux programmes spatiaux, l'électronique soit à la recherche de nouveaux marchés au moment précis où l'automobile cherchait une technologie capable de répondre à de nouveaux besoins dans les domaines de la sécurité, du diagnostic et de la pollution.

Mais l'électronique est une technique qui évolue extrêmement rapidement. Chaque semaine voit la naissance d'un nouveau procédé, d'une nouvelle technologie ou d'un nouveau composant. L'automobile, au contraire, n'adopte les nouveautés qu'après de longs essais et préfère améliorer des solutions existantes plutôt que d'en chercher de nouvelles. Le moteur à explosions en est un exemple typique.

Les tentatives pour marier ces deux branches de l'industrie ne datent cependant pas d'hier. En effet, le contrôle électronique a suffisamment fait ses preuves dans d'autres domaines pour pouvoir s'adapter à l'automobile. Mais jusqu'à présent l'incursion de l'électronique se limitait à quelques gadgets ou à des systèmes simples tels que les allumages transistorisés, les centrales clignotantes ou les appareils de tableau de bord.

Les essais de réalisation de systèmes complexes s'étaient jusqu'à maintenant heurtés, pour la plupart, à des problèmes de réglage ou d'environnement et les grands constructeurs (Bosch par exemple) qui s'y étaient lancés au départ ont plus ou moins abandonné. L'électronique n'était pas encore prête. Il faut dire à sa décharge que les contraintes automobiles sont parmi les plus sévères qui soient. Les écarts de température, pour ne citer qu'eux, dépassent même en général les spécifications militaires puisqu'ils couvrent la gamme -30°C, +150°C. Quant aux prix ils doivent être si possible inférieurs aux prix "grand public" pour avoir une chance de concurrencer les équipements mécaniques existants. La durée de vie et la fiabilité des systèmes embarqués devront être supérieures à ceux des équipements mécaniques de façon à minimiser les coûts de garantie et de réparation. A tout cela s'ajoutent des contraintes dimensionnelles qui ne sont pas forcément simples à résoudre malgré la forte densité des appareillages électroniques.

Tous ces problèmes apparaissent cependant comme négligeables dès que l'on fait miroiter aux yeux des commerçants de l'électronique les gigantesques capacités du marché automobile. Dès lors les réticences et la lenteur des motoristes n'apparaissent plus que comme des garanties contre les faux départs et les erreurs de marché.

Quelles sont donc, dans ce cas, les possibilités d'implantation de l'électronique dans l'automobile ? On peut les répartir en deux classes : le contrôle et la signalisation. Cette dernière concerne les appareils de tableau de bord tels que montres, compte tours et plus récemment indicateurs de vitesse ou jauges à essence. On y trouve aussi les témoins de verrouillage des ceintures de sécurité, les centrales clignotantes ou les indicateurs de vitesse limite. Tous ces matériels existent ou sont en développement à l'heure actuelle mais ils ne constituent pas le réel intérêt de l'électronique appliquée à l'automobile.

C'est surtout dans le domaine du contrôle que cet intérêt se fait sentir. En effet, la vitesse de fonctionnement de l'électronique, qui est de plusieurs ordres de grandeur supérieure à celle de la mécanique permet de contrôler avec une grande finesse les processus de fonctionnement des moteurs ou les systèmes de freinage antibloquant.

Le problème n'est plus alors d'afficher une grandeur sur un tableau de bord ou de signaler une panne mais bien de traiter ces grandeurs de façon à en extraire des décisions permettant de faire fonctionner le moteur suivant une certaine loi. Ce genre de systèmes permet de contrôler l'injection, l'allumage ou la carburation et de les asservir soit à une loi

préetablie, soit à une grandeur fournie par le moteur telle que le couple ou la pollution par un gaz déterminé.

Le problème qui a motivé la présente étude était de contrôler l'avance à l'allumage sur un moteur à essence en vue de minimiser la pollution qu'il produit.
Le sujet, si on le traite jusqu'à l'obtention d'une maquette complète fonctionnant sur un moteur, fait apparaître une par une toutes les difficultés que présente l'adaptation d'une idée mathématique à une réalité industrielle, surtout si on doit y fondre deux techniques qui ne font pas bon ménage.

Nous allons donc étudier successivement les données fondamentales de la pollution provoquée par un moteur à essence puis les diverses solutions possibles pour y remédier ce qui nous conduira à la solution choisie pour cette étude et à sa mise en oeuvre.

B

CHAPITRE 1

DEFINITION DE LA POLLUTION AUTOMOBILE

B.I. NATURE DES GAZ POLLUANTS ET REACTIONS DE FORMATION

Un aperçu des réactions chimiques qui se produisent dans un cylindre de moteur à essence au cours d'une explosion va permettre de mieux comprendre les processus qui conduisent à la production de gaz polluants.

La composition des gaz émis par un moteur dépend de nombreux paramètres mais elle varie en première approximation entre les limites suivantes :

- monoxyde de carbone	CO	0,1 à 6 %
- hydrocarbures	CxHy	100 à 400 ppm
- oxydes d'azote	NOx	200 à 4000 ppm
- hydrogène	H_2	0 à 2 %
- oxygène	O_2	0,1 à 4 %
- gaz carbonique	CO_2	9 à 14%
- vapeur d'eau	H_2O	12 à 14%
- azote	N_2	QSP 100%

La réaction idéale de combustion de l'octane est :

$$2\ C_8\ H_{18} + 27\ O_2 \longrightarrow 16\ CO_2 + 18\ H_2O + Q$$

Cette réaction ne produit évidemment que des gaz non polluants mais hélas elle n'est pas seule en cause. Il ne faut pas oublier que la combustion du mélange air - essence s'effectue dans des

conditions dont le moins que l'on puisse dire est qu'elles ne sont pas idéales : la pression est de l'ordre de IO daN/cm2 et la température supérieure à IOOO°C. D'autre part le mélange est rarement stoechiométrique. Il se produit donc un certain nombre de réactions que l'on pourrait qualifier de parasites telles que :

$$Cx\ Hy + \frac{x}{2}\ O_2 \longrightarrow x\ CO + y/2\ H_2 \qquad \text{exothermique}$$

$$Cx\ Hy + x H_2O \longrightarrow x\ CO + (x + y/2)\ H_2 \qquad \text{endothermique}$$

$$CO_2 \rightleftharpoons CO + H_2 \qquad \text{endothermique}$$

$$N_2 + O_2 \rightleftharpoons 2\ NO \qquad \text{endothermique}$$

Ne figurent pas ici les réactions de cracking, qui sont dues aux conditions physiques et ne font pas intervenir d'oxydo-réduction.

La dernière réaction, qui fait apparaître le monoxyde d'azote, se produit à cause de la haute température qui règne dans la chambre de combustion. Cette température favorise d'ailleurs toutes les réactions endothermiques.

Parmi les produits de ces réactions, ceux vers lesquels se tourne notre attention sont les suivants : les oxydes d'azote, le monoxyde de carbone et les hydrocarbures imbrulés.

B.II. LES NORMES ANTI-POLLUTION

Devant la situation grave amenée par la pollution automobile dans des villes comme San Francisco ou Los Angeles en Californie, la législation américaine a émis des normes draconiennes concernant les émissions de polluants. Ce fût à l'époque un branle-bas de combat chez les constructeurs automobiles. Depuis, devant les grandes difficultés rencontrées pour leur mise en oeuvre, ces normes se sont adoucies et ont pris un caractère plus pratique avec l'adoption du test CVS. (Pour Constant Volume Sampling). Mais cette mini crise a fait prendre conscience aux constructeurs automobiles qu'il existait un problème de pollution.

A l'heure actuelle, aucune des normes prévues n'est entrée en vigueur et celles qui étaient programmées pour 1976 ont été reportées, pour le moment, à 1977. En France, en attendant la parution d'un code européen, on s'est limité à la mesure du taux de CO qui ne doit pas dépasser 3,5%.
Les normes Californiennes, elles, sont plus complètes puisqu'elles définissent, en grammes par mile, les quantités émises autorisées qui sont :

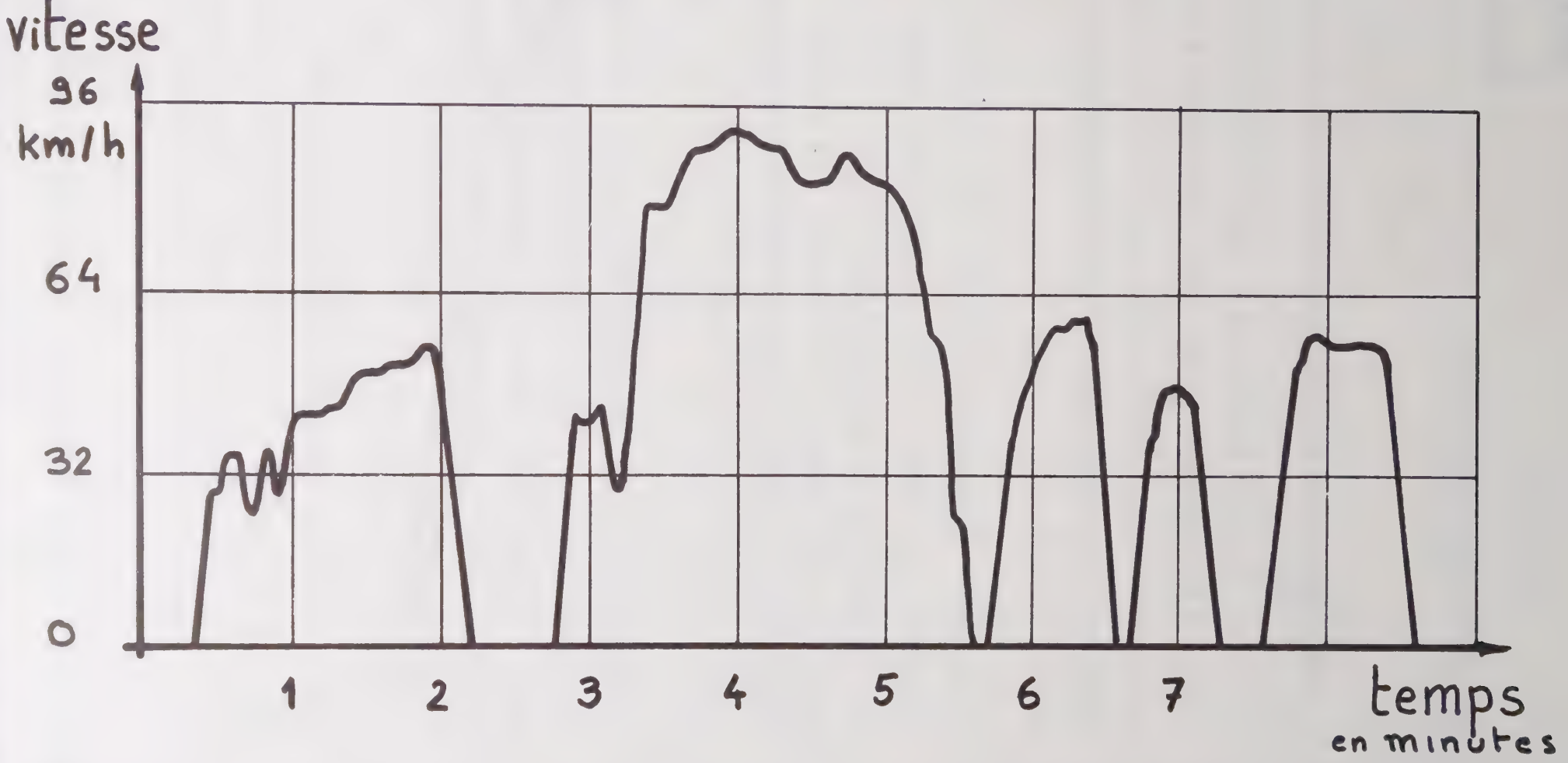
- pour le monoxyde de carbone : 3,4 g/mile
- pour les hydrocarbures imbrulés : 0,41 g/mile
- pour les oxydes d'azote la norme était initialement fixée à 0,4 g/mile mais elle a été ramenée à 2 g/mile.

Ces mesures sont effectuées au cours d'un test appelé test CVS. Il est constitué par un parcours de 7,5 miles, simulé sur un banc à rouleaux, au cours duquel le moteur subit une série d'accélérations, de fonctionnements stables et de décélérations, le tout suivant une séquence normalisée. La vitesse de la voiture, en fonction du temps, doit suivre une courbe dont la figure 1 donne un extrait. Ce test dure 1372 secondes et la vitesse atteint par moments 90 km/h. Pendant toute la durée du test, les gaz d'échappement sont dilués au moyen d'une pompe à air de façon à ce que le débit soit constant. Une fraction du mélange obtenu est prélevée en continu et emmagasinée dans un sac. Les masses de polluants émis au cours du test sont ensuite calculées à partir de celles que l'on a recueillies dans le sac.
Tout un système de normes fixe les conditions de température, de pression et d'humidité relative ainsi que l'état du véhicule au départ du test.

Ce processus, relativement complexe, est le seul qui puisse rendre compte de tous les modes de fonctionnement du moteur tels que les régimes transitoires ou les décélérations brutales pendant lesquels la combustion est grandement modifiée par rapport aux modes de fonctionnement stables.

TEST C.V.S.

1



B.III. LES COMPORTEMENTS DU MOTEUR

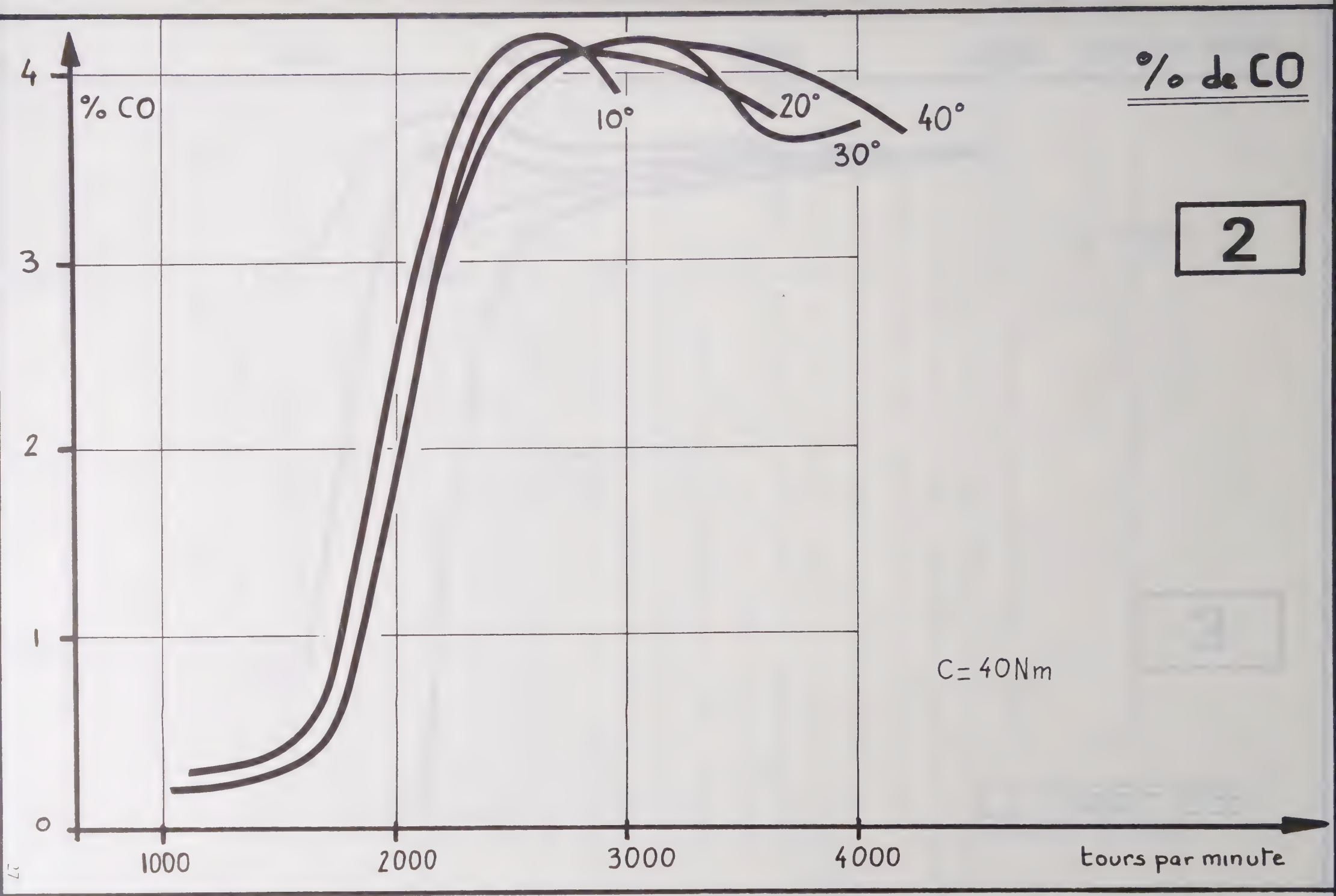
B.III. 1. Evolution de la pollution en fonction de l'avance

Le banc moteur mis à notre disposition par M. Vichnievsky dans son laboratoire de St. Cyr l'Ecole nous a permis de relever un certain nombre de résultats concernant les émissions de gaz polluants pour différents angles d'avance sur un moteur peugeot 204.

. La courbe de la figure 2 montre l'évolution des émissions de monoxyde de carbone en fonction du régime moteur. On remarque que la quantité de CO émise dépend assez peu de l'angle d'avance et qu'il est difficile de tirer une loi d'un tel réseau de courbes. Tout au plus peut-on dire que vers 2000 tours par minute, une avance faible favorise la formation de CO.

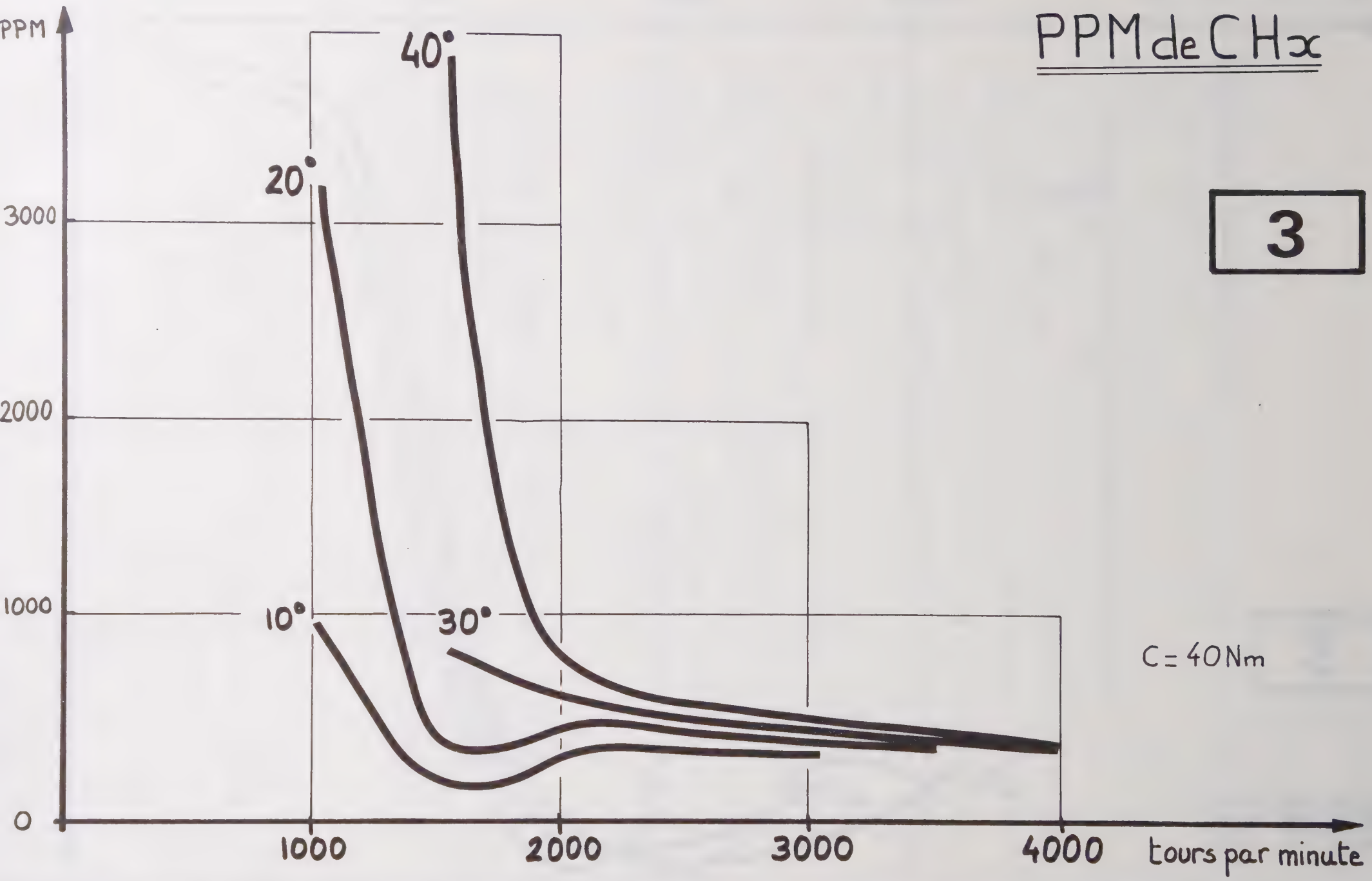
. L'émission d'hydrocarbures imbrulés est plus influencée par l'angle d'avance, surtout à faible régime comme on peut le voir sur la figure 3. En dessous de 2000 tours par minute, l'augmentation de l'angle d'avance a une influence très néfaste sur l'émission de CH.

. Les résultats les plus probants sont obtenus en mesurant l'influence de l'angle d'avance sur l'émission d'oxydes d'azote. Quel que soit le régime du moteur, une augmentation de l'angle


% de CO
2
% CO
4
3
2
1
0
10°
20°
30°
40°
C= 40Nm
1000
2000
3000
4000
tours par minute

PPM de CHx

3


PPM
3000
2000
1000
0
40°
20°
10°
30°
C = 40Nm
1000
2000
3000
4000
tours par minute

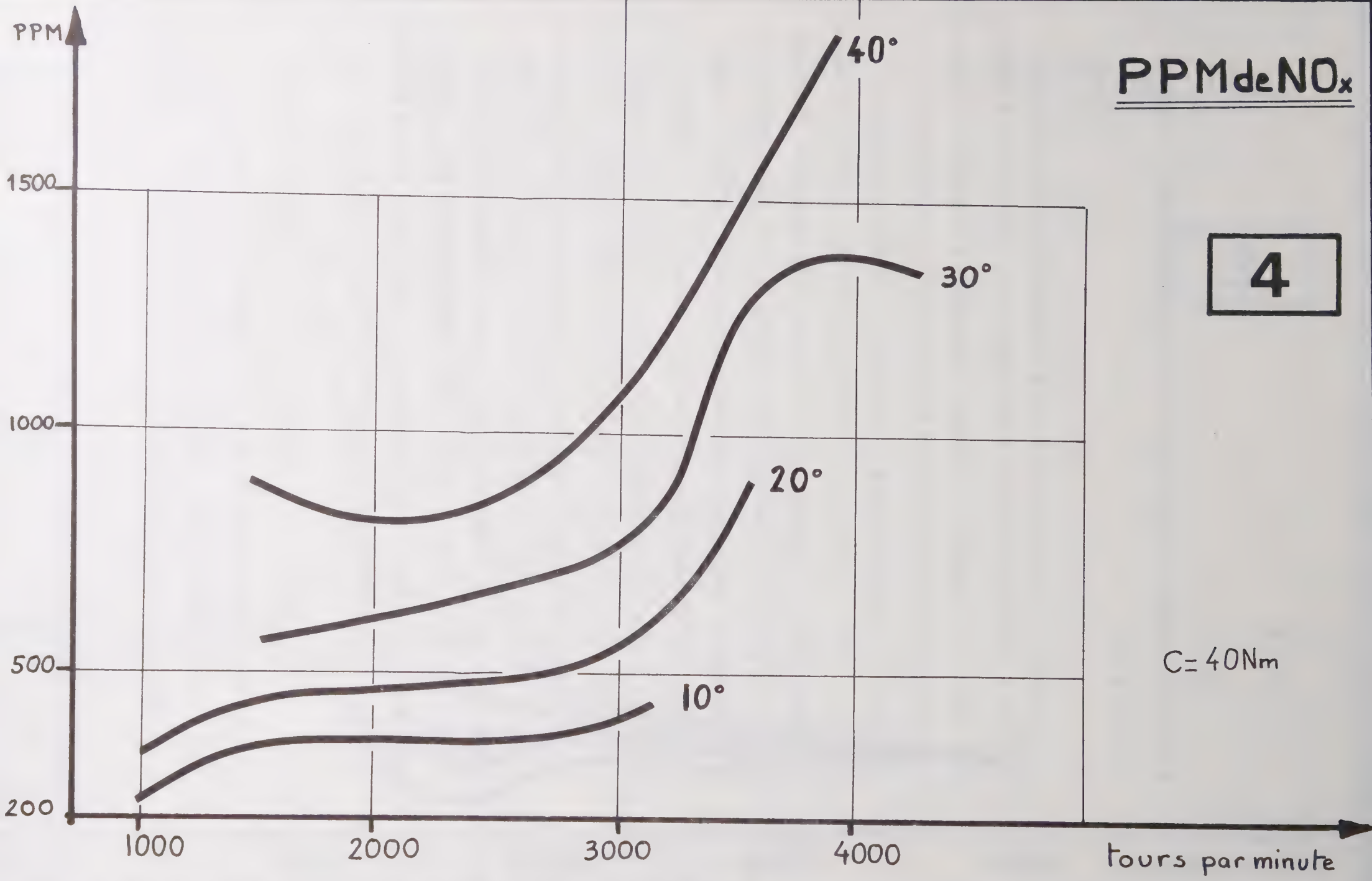
d'avance augmente la quantité de NO produite, comme le montre la figure 4.

. On pourrait croire, au vu de ces résultats, qu'il suffit de conserver un angle d'avance très faible pour réduire la pollution à un taux raisonnable. Il ne faut cependant pas perdre de vue que, avant toute considération sur la pollution, la variation de l'avance à l'allumage sert à optimiser le fonctionnement du moteur et que le couple disponible sur l'arbre dépend, lui aussi, énormément de cet angle. Il suffit pour s'en persuader de jeter un coup d'oeil à la figure 5 qui montre, sur un même graphique, l'évolution du couple et de la concentration en NOx, à vitesse constante (2000 T/mn) en fonction de l'avance à l'allumage. (L'essai ayant été effectué sur un moteur de Fiat I500, les résultats sont différents de ceux obtenus avec le 204). On constate, comme prévu que l'émission de NOx augmente très vite avec l'angle mais, ce qui est nouveau, que le couple varie beaucoup moins vite que la quantité de NOx lorsque l'avance est forte. Ainsi lorsqu'on passe de 40° à 30°, l'émission de NOx passe de 2000 à 600 ppm, soit une diminution de 70%, alors que le couple, lui, ne diminue que de 5% puisqu'il passe de 57 m.N à 54 m.N.

De plus, si on se place au point d'avance 30 degrés, le couple est d'environ 50 m.N et la pente de la courbe de 0.57 m.N par degré tandis que la quantité de NOx émise est de 600 ppm et la pente de la courbe de 50 ppm par degré. On en déduit

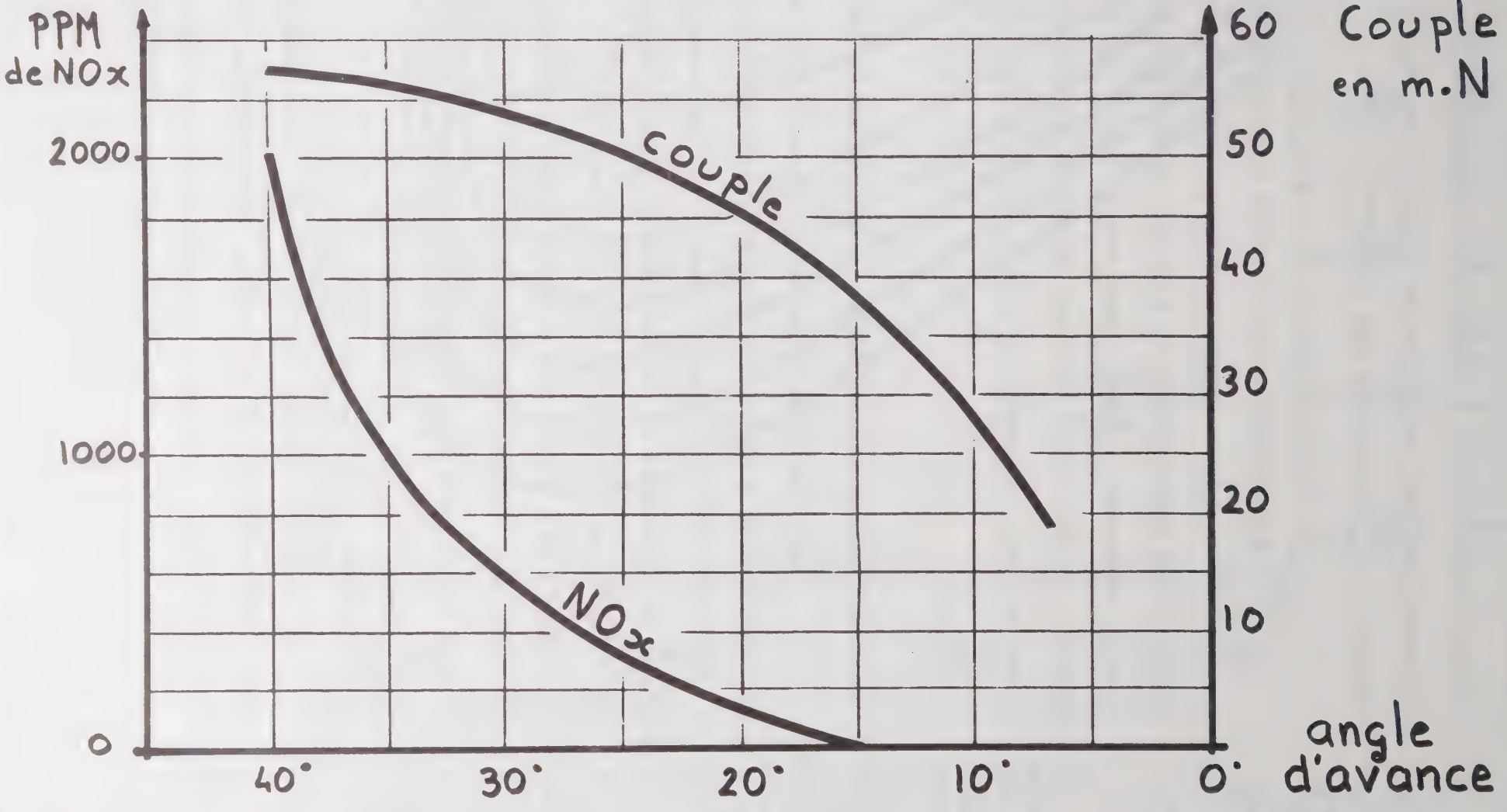
PPM de NO_x

4


PPM
1500
1000
500
200
40°
30°
20°
10°
1000
2000
3000
4000
tours par minute
C = 40Nm

Evolution du Couple et des p.p.m. de NOx en fonction de l'avance à l'allumage

5



qu'une variation de 1 degré sur l'angle d'avance produit une augmentation des émissions de NOx de plus de 8% alors que le couple, lui, n'augmente que de 1%.

La nécessité d'une grande précision dans la détermination de l'angle d'avance commence déjà à apparaitre. Mais les courbes que nous venons de voir ne permettent pas de déterminer l'angle d'avance optimal pour chaque point de fonctionnement du moteur. Il faut donc utiliser d'autres paramètres pour caractériser ce fonctionnement et cerner le problème de plus près.

B.III. 2. Introduction de la richesse du mélange air - essence

Les diagrammes que nous allons maintenant utiliser ont été tracés à couple et vitesse constants. Les axes de coordonnées portent respectivement les consommations par cylindre d'air et d'essence en milligrammes, ainsi que la consommation spécifique en grammes par cheval - heure.
Ou rapport air - essence constant correspond à une droite dont la pente est égale à ce rapport. Sur certains des diagrammes, la droite de rapport stoechiométrique (environ I4,5) a été tracée.

B.III. 2.1 - Lieux de fonctionnement du moteur

La figure 6 montre les lieux de fonctionnement du moteur pour différents angles d'avance. La référence à ce réseau sera très utile pour exploiter les diagrammes suivants. On remarque

6

LIEUX de FONCTIONNEMENT à avance cste.

cependant déjà qu'une avance forte permet une beaucoup plus grande excursion de consommation.

B.III. 2.2 - Pollution en CO

On trouvera sur la figure 7 le réseau correspondant à divers taux de CO. Il est à noter que ces courbes sont sensiblement parallèles aux droites de rapport air - essence constant et que plus ce rapport augmente, c'est à dire plus le mélange est pauvre, et plus le taux de CO diminue. La courbe correspondant à une teneur en CO de 0,1% correspond approximativement à un rapport air - essence de 18 tandis qu'un rapport air - essence de 12 donne une teneur en CO de 5%. Le rapport stoechiométrique (14,5) amène une émission d'environ 1% de CO.

B.III. 2.3 - Pollution en CxHy

Le réseau correspondant à la pollution par les hydrocarbures imbrulés est fourni par la figure 8. La droite représente toujours le rapport air - essence stoechiométrique. Ce réseau est plus complexe et il faut le rapprocher de celui de la figure 6 pour le comprendre. En effet, on se souvient qu'une augmentation de l'angle d'avance produit un accroissement de l'émission d'hydrocarbures. Or les courbes de la figure 8 ont approximativement la même forme que celles du réseau des courbes d'avance et on constate que l'augmentation de la quantité de CHx émise correspond bien à une augmentation de l'angle d'avance à l'allumage.

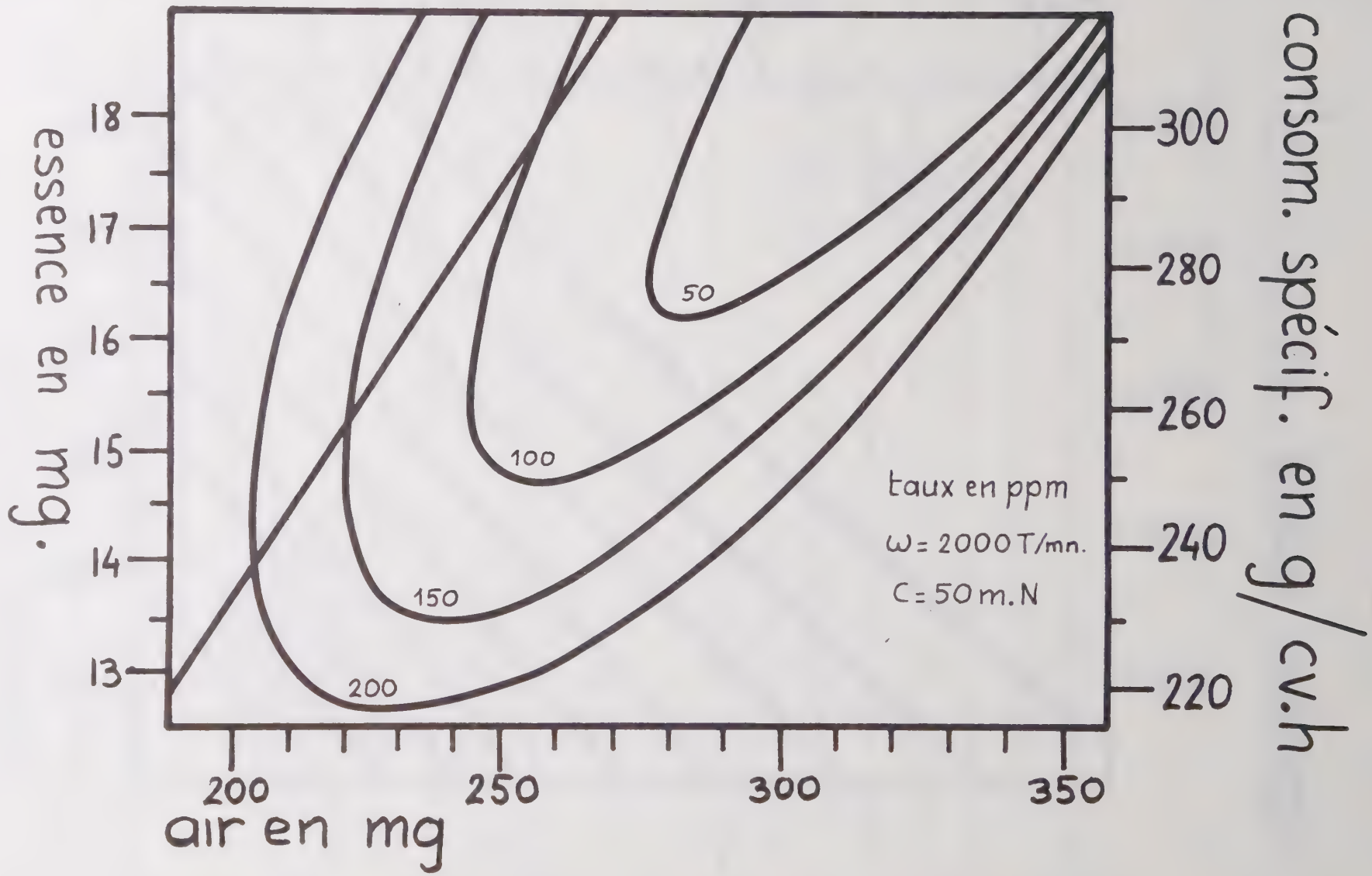
Il faut noter également que le lieu des minima de consommation pour une pollution donnée correspond sensiblement

7

POLLUTION en CO

Pollution en Cx Hy

8



à la droite de rapport air - essence 17. Ce rapport, situé à droite du mélange stoechiomètrique, correspond à un mélange pauvre.

B.III. 2.4 - Pollution en NOx

Le réseau correspondant au troisième produit polluant émis par un moteur à explosions est donné figure 9. La quantité d'oxyde d'azote produite lors de la combustion de l'essence est d'autant plus grande que la température des gaz est plus élevée. Ceci est dû au fait que la réaction de formation du NO (cf B.I) est endothermique. On aura donc d'autant plus de NO que l'angle d'avance sera plus grand et que la combustion sera meilleure, c'est à dire qu'on se rapprochera du mélange stoechiomètrique. En fait, le lieu des maxima, sur le réseau de la figure 9, correspond approximativement à un rapport air - essence de 16.

B.III. 2.5 - Zones de pollution minimale

Il s'agit maintenant de savoir comment doit fonctionner le moteur pour satisfaire des conditions de pollution et de consommation données. Il suffit pour cela de superposer les quatre réseaux que nous venons d'étudier. En se fixant des conditions de pollution normales telles que

1500 ppm de NO

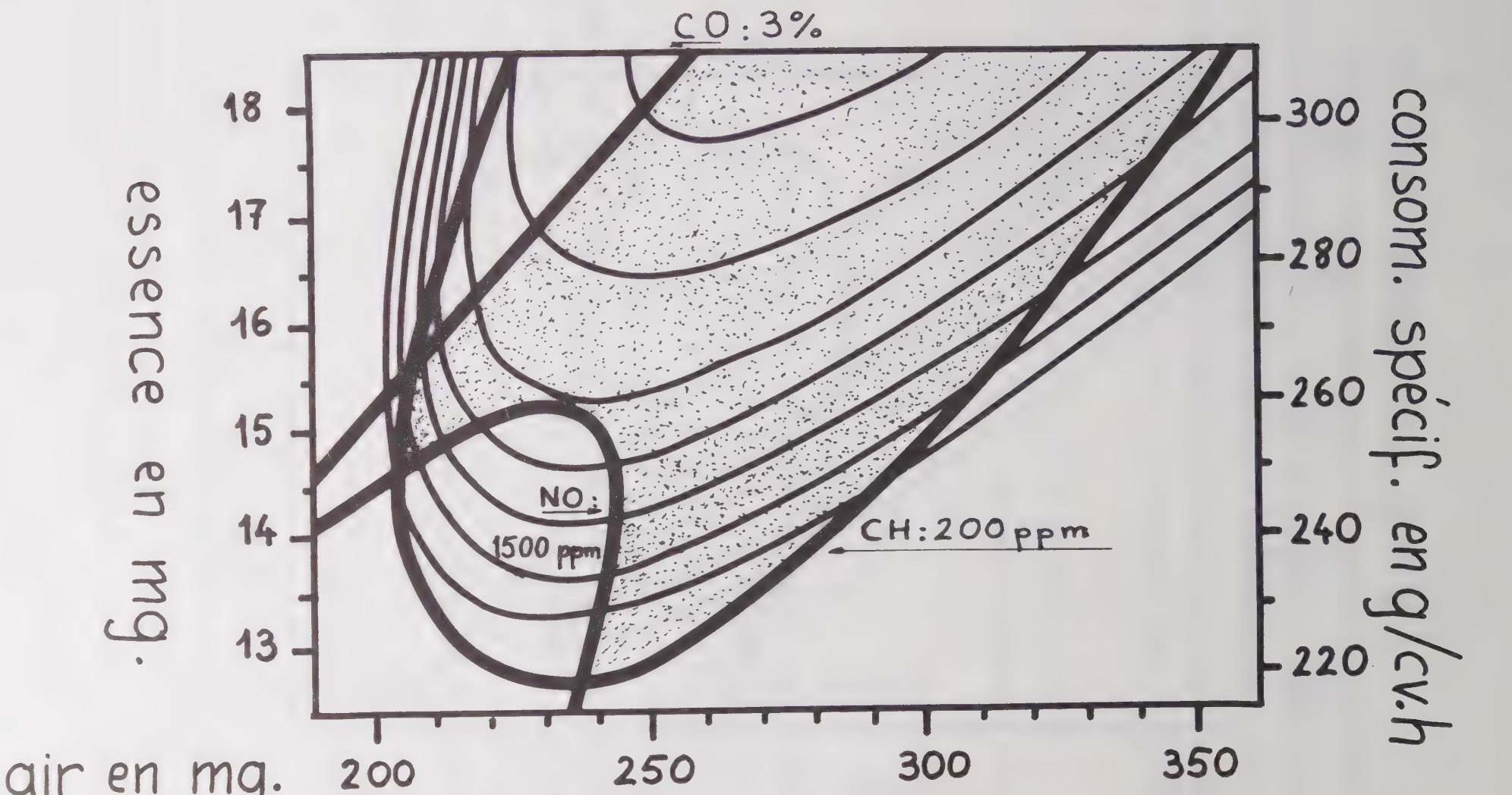
200 ppm de CH

3 % de CO

la zone de fonctionnement autorisée (fig. 10) est grande et la consommation spécifique peut descendre jusqu'à une valeur de

9

Pollution en NO_x



pollution forte

10

240 grammes par cheval - heure. L'angle d'avance n'est pas critique et peut atteindre 40 degrés ce qui assure un rendement convenable. Le rapport air - essence, lui, peut varier de 14 à 20. Pour fixer tous ces paramètres la précision des systèmes mécaniques est suffisante et correspond aux solutions actuelles.

Si on se fixe maintenant des taux de pollution plus draconiens comme par exemple

700 ppm de NO

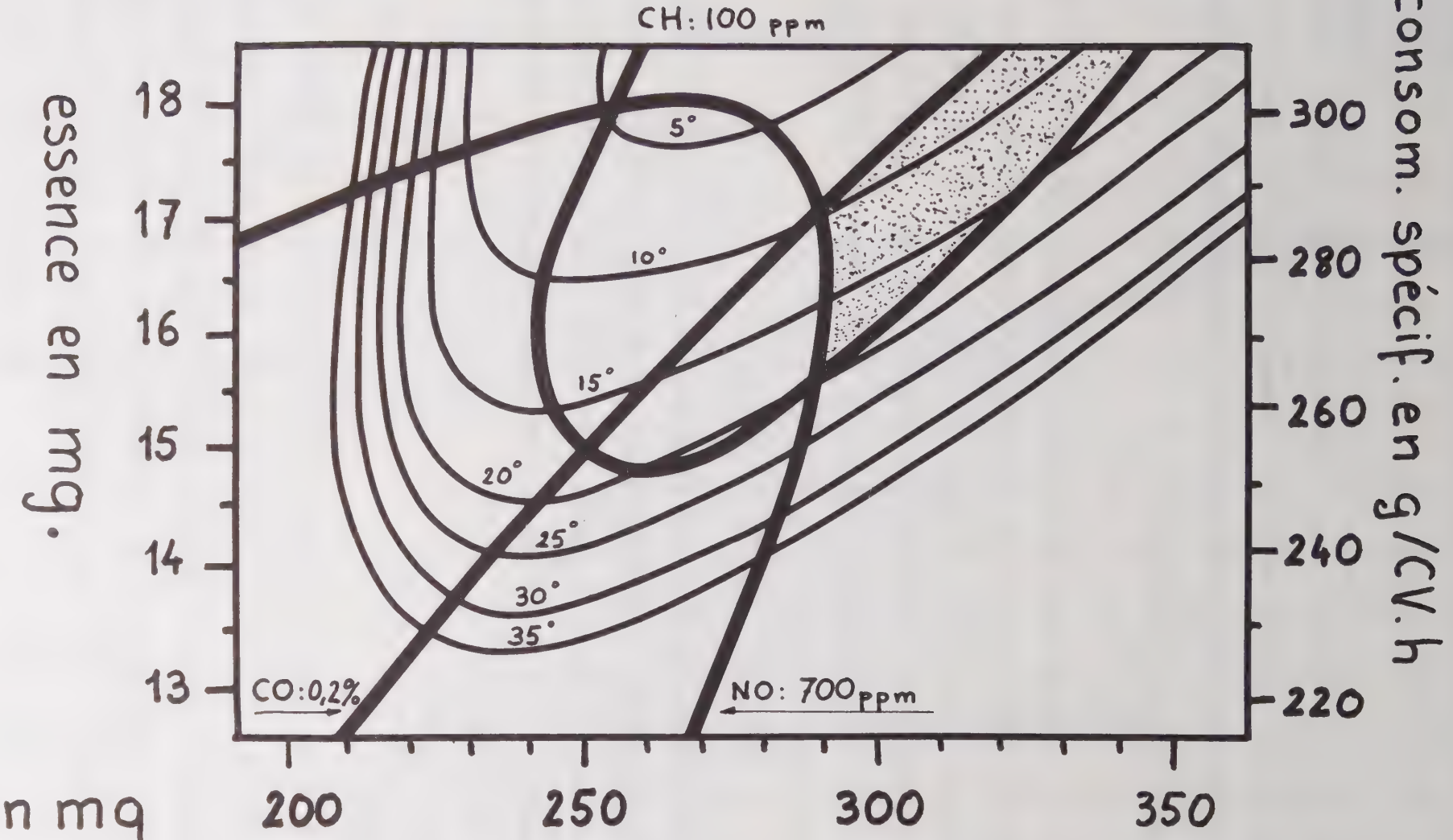
100 ppm de CH

0,2 % de CO

le domaine autorisé est beaucoup plus réduit, comme le montre la figure 11. La consommation spécifique, même au minimum, est très élevée : 270 g/CV.h. De plus l'angle d'avance permettant le fonctionnement dans la zone autorisée, avec la consommation minimale, doit être déterminé avec une grande précision. En effet, en conservant une richesse constante (ici approximativement 18) une augmentation de 1 degré de l'angle d'avance produit une augmentation de 3 g/CV.h de la consommation spécifique.
Une faible erreur de richesse produirait, elle aussi, des variations inadmissibles de la consommation.

B.III. 2.6 - Surface d'avance

On constate donc au vu des résultats précédents que, premièrement la précision donnée par les instruments mécaniques actuellement utilisés n'est pas suffisante et deuxièmement que la



pollution faible

11

valeur de la richesse aussi bien que celle de l'angle d'avance dépend de la vitesse du moteur et du couple qu'il fournit d'une façon complexe qu'il est impossible de traduire par la simple addition de deux courbes.

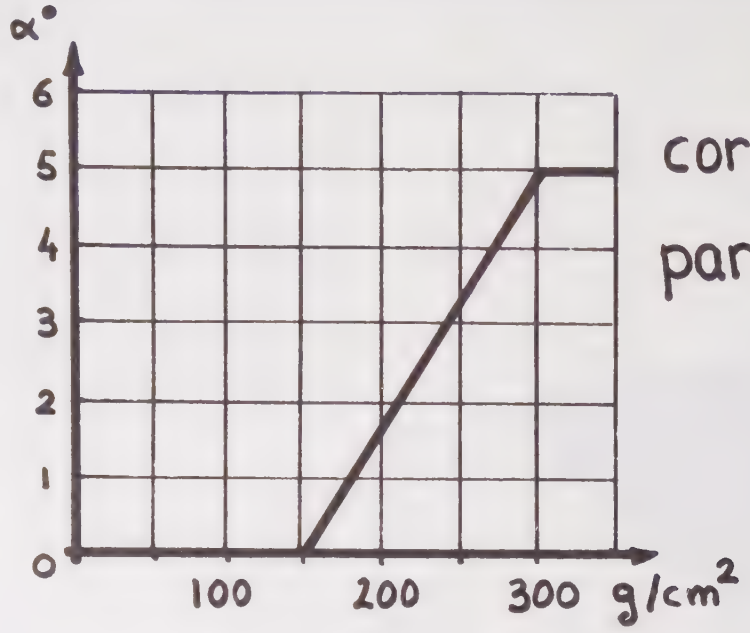
Chacun sait qu'à l'heure actuelle, l'avance est déterminée par deux corrections. L'une centrifuge, donc fonction de la vitesse de rotation du moteur, et l'autre dite à dépression donc approximativement fonction du couple. Ces deux corrections (fig. 12) sont simplement ajoutées pour obtenir l'avance requise :

$$A = f (P) + g (V)$$

Or nous venons de voir que dans le cas d'une contrainte anti-pollution sévère, à chaque paire de valeurs vitesse - couple correspond un angle d'avance déterminé, donc que la fonction génératrice de A n'est plus à variables séparables mais s'écrit sous la forme

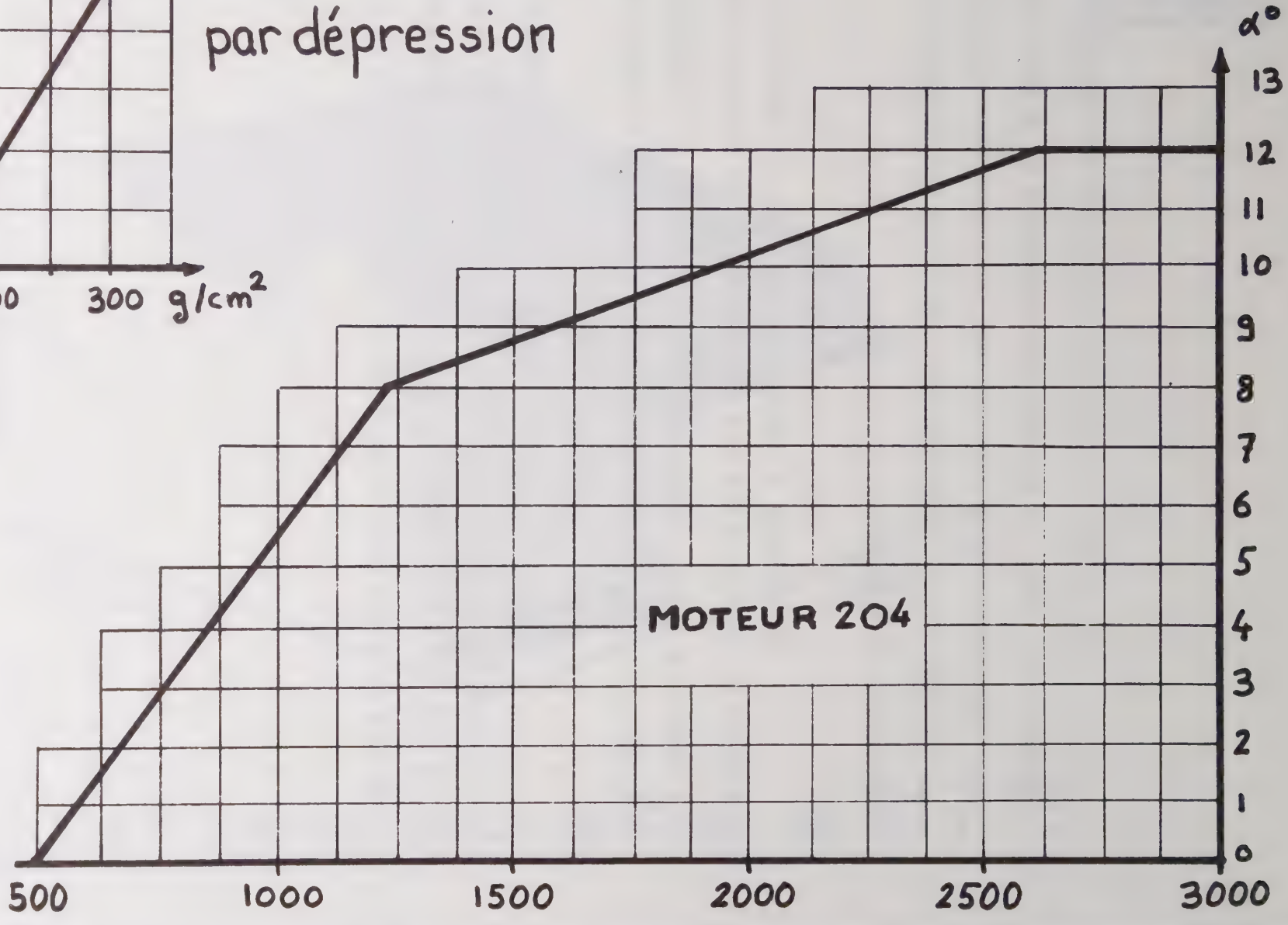
$$A = f (P, V)$$

Ce genre d'équation se traduit, dans un espace à trois dimensions P, V et A, par l'existence d'une surface que nous appelerons surface d'avance. On aurait de même une surface de richesse puisque, sur le diagramme de la figure 11, le point de fonctionnement détermine aussi bien l'avance que la richesse.



correction d'avance par dépression

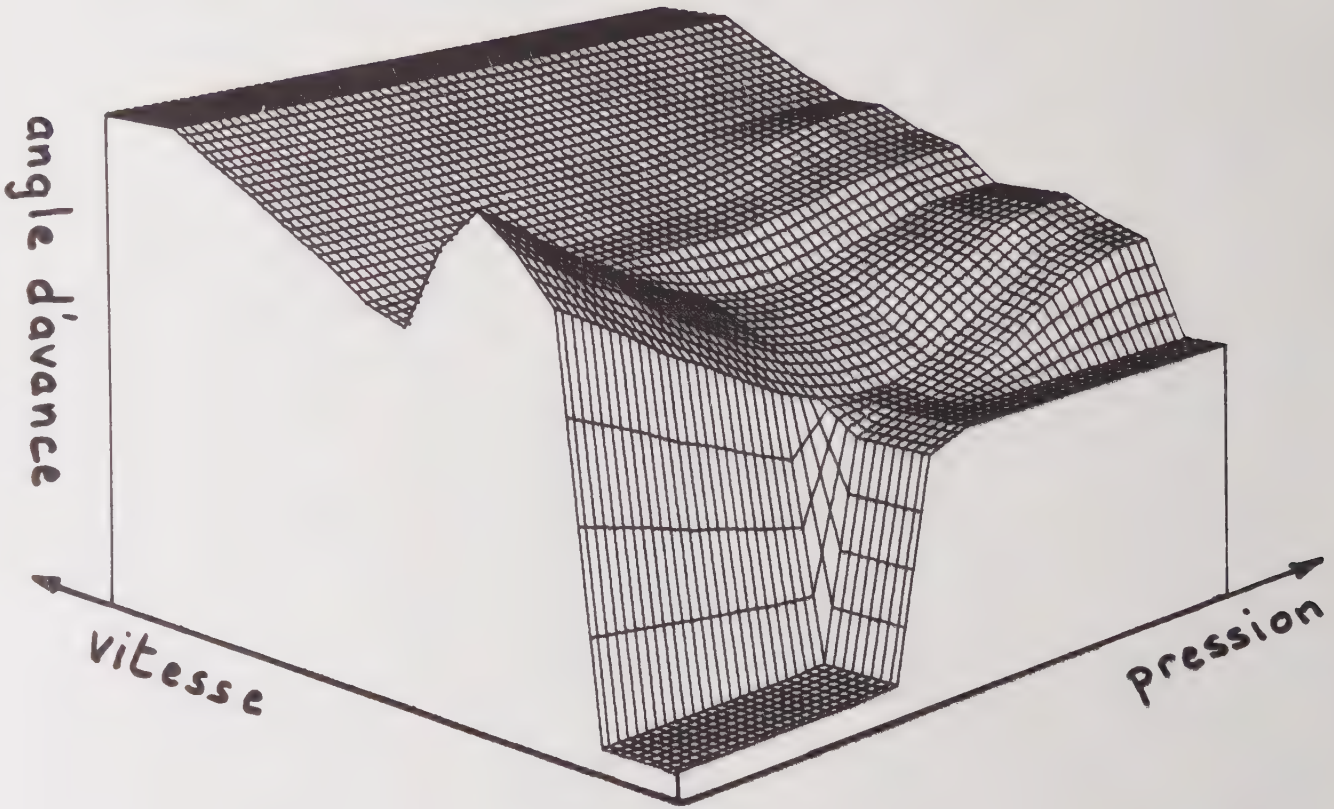
correction d'avance centrifuge



Il suffit dès lors de concevoir une "boite noire" capable de créer à partir des données P et V une surface dont les points sont définis par des diagrammes tels que celui de la figure 11, pour posséder une solution au problème de la pollution automobile.

Un exemple d'une telle surface est donné par la figure 13 sur laquelle est représentée, en fonction de la vitesse du moteur et de la dépression dans les tubulures d'admission, l'avance idéale de dépollution d'un moteur de R 17 TS.

Cependant, avant d'étudier plus profondément le problème de cette surface d'avance, il convient d'examiner quelles sont les autres solutions du problème anti-pollution, ce qui va permettre de motiver la méthode adoptée ici.



Surface d'avance pour moteur de R17 TS

C

CHAPITRE 2

LES SOLUTIONS EXISTANTES POUR REMEDIER A LA POLLUTION

C.I. LE MOTEUR A CHARGE STRATIFIEE

La firme japonaise HONDA a provoqué une surprise en lançant sur le marché une voiture équipée d'un moteur satisfaisant aux normes anti-pollution américaines : le CVCC.

Ce moteur est à charge stratifiée, c'est à dire qu'il possède deux alimentations en carburant. L'une à faible débit fournit un mélange riche et l'autre, à grand débit, fournit un mélange pauvre.

Le mélange riche alimente une petite chambre de combustion qui communique avec la chambre de combustion principale, laquelle est alimentée en mélange pauvre.
La bougie, située dans la petite chambre, allume le mélange riche qui va à son tour allumer le mélange pauvre car l'étincelle ne suffirait pas à l'enflammer.

Cette méthode permet, grace à des procédés connus et à l'utilisation de matériel existant (carburateurs) de faire fonctionner correctement le moteur dans la région de faible pollution puisque la richesse globale est alors d'environ 20.

Les résultats du test CVS (cf BII) sur ce moteur ont été les suivants :

CO : 2,39 g/mile

HC : 0,25 g/mile

NO : 1,35 g/mile

Remarque : Les unités employées pour le résultat des tests américains doivent être rapprochées des résultats consignés sur les graphiques que nous avons observés précédemment, grâce au calcul suivant :

Considérons par exemple une voiture équipée d'un moteur 4 cylindres de 1500 cm3 qui, à 3000 tours par minute roule à 90 km/h.

Son moteur va absorber en une minute 1800 litres de mélange air - essence compte tenu d'un coefficient de remplissage de 0,8. Ceci correspond à environ 2500 g de mélange par mile parcouru.

Les quantités de polluants autorisées par les normes nous donnent alors :

CO : 3,4 g/mile soit 0,14 %

CH : 0,4 g/mile soit 160 ppm

NO : 2 g/mile soit 800 ppm

Ces résultats sont bien sûr très approximatifs mais permettent de se faire une idée des ordres de grandeur.

La correspondance que nous venons de voir éclaire d'un jour nouveau les résultats obtenus avec le CVCC Honda. En considérant que le maximum des émissions de gaz toxiques se situe pendant les périodes transitoires de fonctionnement du moteur et qu'au cours de ces périodes les quantités émises sont souvent 10 fois supérieures à la normale, on peut dire que les résultats du CVCC sont très satisfaisants dans la mesure où ils sont vrais.

C.II. LA CARBURATION ASSERVIE

Depuis un certain temps déjà, les laboratoires de recherche se sont penchés sur un capteur capable de déceler la teneur en CO des gaz d'échappement.
Comme il est assez difficile de mesurer directement cette concentration, on a préféré mesurer les quantités d'oxygène présentes à l'échappement. La teneur en oxygène est en effet liée à la teneur en oxyde de carbone par la réaction d'équilibre

$$CO + \frac{1}{2} O_2 \rightleftharpoons CO_2$$

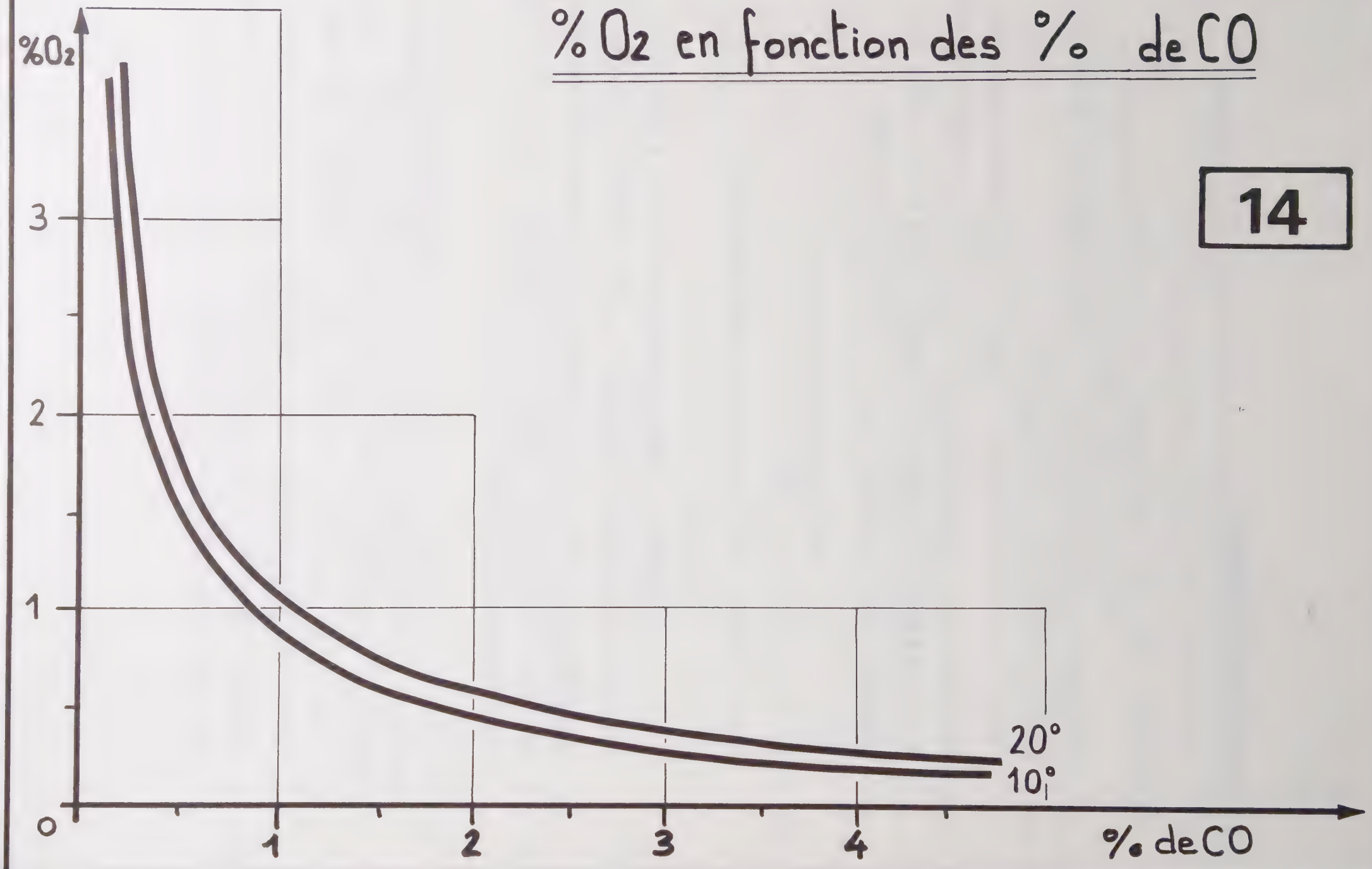
qui se traduit par le graphique de la figure 14.

Il existe à l'heure actuelle une sonde à l'oxyde de zirconium qui permet de détecter la concentration en oxygène qui correspond au résidu de la combustion du mélange stoechiomètrique. Il suffit dès lors de commander une admission d'air ou d'essence pour rétablir un équilibre défaillant.

La méthode la plus simple pour asservir la carburation consiste à employer un mélange trop riche et à commander, grace au signal de la sonde, une vanne d'air qui rétablit un mélange stoechiomètrique. Ce genre de dispositif est très utile dans les périodes transitoires de fonctionnement du moteur où les variations brusques de pression dans les tubulures d'admission font se

% O2 en fonction des % de CO

14



déposer ou se vaporiser d'importantes quantités d'essence.

Les résultats d'un test tel que le CVS sur un moteur équipé de ce genre de système ne sont pas encore connus.

C.III. LE CONTROLE ELECTRONIQUE DES PARAMETRES D'ENTREE DU MOTEUR (INJECTION OU ALLUMAGE)

C.III. 1. Le contrôle en boucle fermée

Le principe de la boucle fermée repose sur le fait que la grandeur d'entrée et la grandeur de sortie du système sont de même nature. La comparaison de leurs valeurs respectives permettant de corriger le fonctionnement du système en fonction d'une référence. (fig. 15).

Ici la grandeur de sortie est la pollution. Pour permettre le bouclage du système, il faut donc posséder un capteur de pollution qui va traduire les taux de gaz polluants en grandeurs électriques faciles à traiter.

Nous avons vu précédemment qu'il existait un capteur de CO. Celui-ci possède cependant de nombreux inconvénients qui sont entre autres son empoisonnement par le plomb et sa très haute température de fonctionnement.
Quant aux capteurs de NO et de CH, ils n'en sont qu'aux premiers stades du développement.

Les systèmes en boucle fermée, s'ils représentent une solution d'avenir, ne peuvent donc pas être envisagés dans l'immédiat.

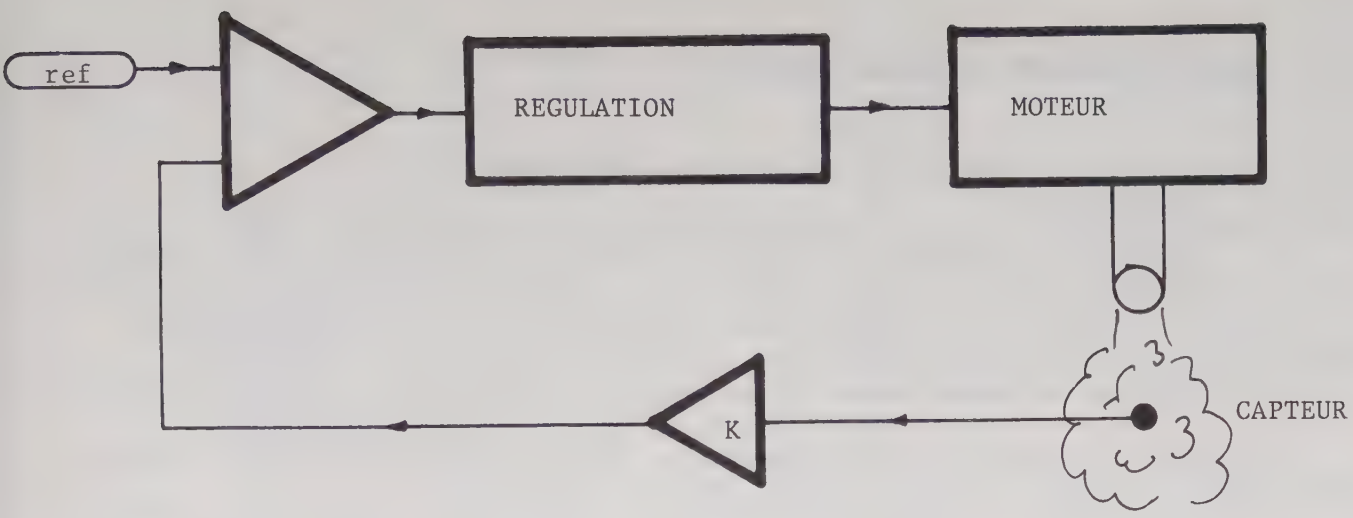


FIGURE 15 - PRINCIPE DE LA BOUCLE FERMEE

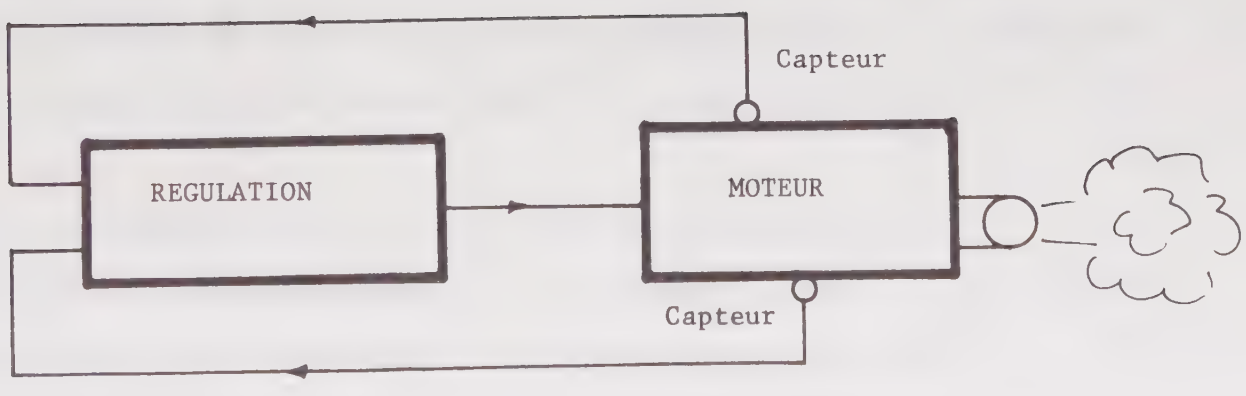


FIGURE 16 - PRINCIPE DE LA BOUCLE OUVERTE

C.III. 2. Le contrôle en boucle ouverte

C.III. 2.1 - Définition

Dans le contrôle en boucle ouverte, la grandeur de sortie n'est pas prise en compte dans la régulation. Les paramètres d'entrée du système sont d'une nature différente de celle de la grandeur de sortie. La correction se fait alors au moyen d'une fonction plus ou moins complexe des paramètres d'entrée. L'élaboration de cette fonction est confiée à un calculateur représenté par une "boite noire" sur la figure 16. La grandeur de sortie du calculateur va, elle, commander la richesse ou l'injection qui vont à leur tour agir sur la pollution.

C.III. 2.2 - Les possibilités

La méthode que nous venons de décrire sert le plus souvent à contrôler l'injection ou l'allumage et les paramètres d'entrée, en général au nombre de deux, sont la vitesse du moteur et la dépression à l'admission ou le remplissage des cylindres.

La fonction qui permet, grace à ces paramètres, de déterminer le temps d'injection ou l'angle d'avance à l'allumage est, le plus souvent, une fonction à variables non séparables, c'est à dire qu'elle ne peut pas se mettre sous la forme d'une combinaison de deux fonctions d'une seule variable chacune. D'autre part cette fonction est rarement définissable de façon mathématique comme on le verra au chapitre suivant.

Il faut donc concevoir un système qui s'adapte aussi bien à l'injection qu'à l'allumage et qui puisse créer une surface quelconque à partir de deux variables. Il est bien entendu que cette surface, qui représente un phénomène physique, sera évidemment continue et bornée.

Pour illustrer la réalisation de ce générateur de fonctions, nous avons choisi l'exemple de l'allumage.

D

CHAPITRE 3

LA SOLUTION ADOPTEE

D.I. PRESENTATION

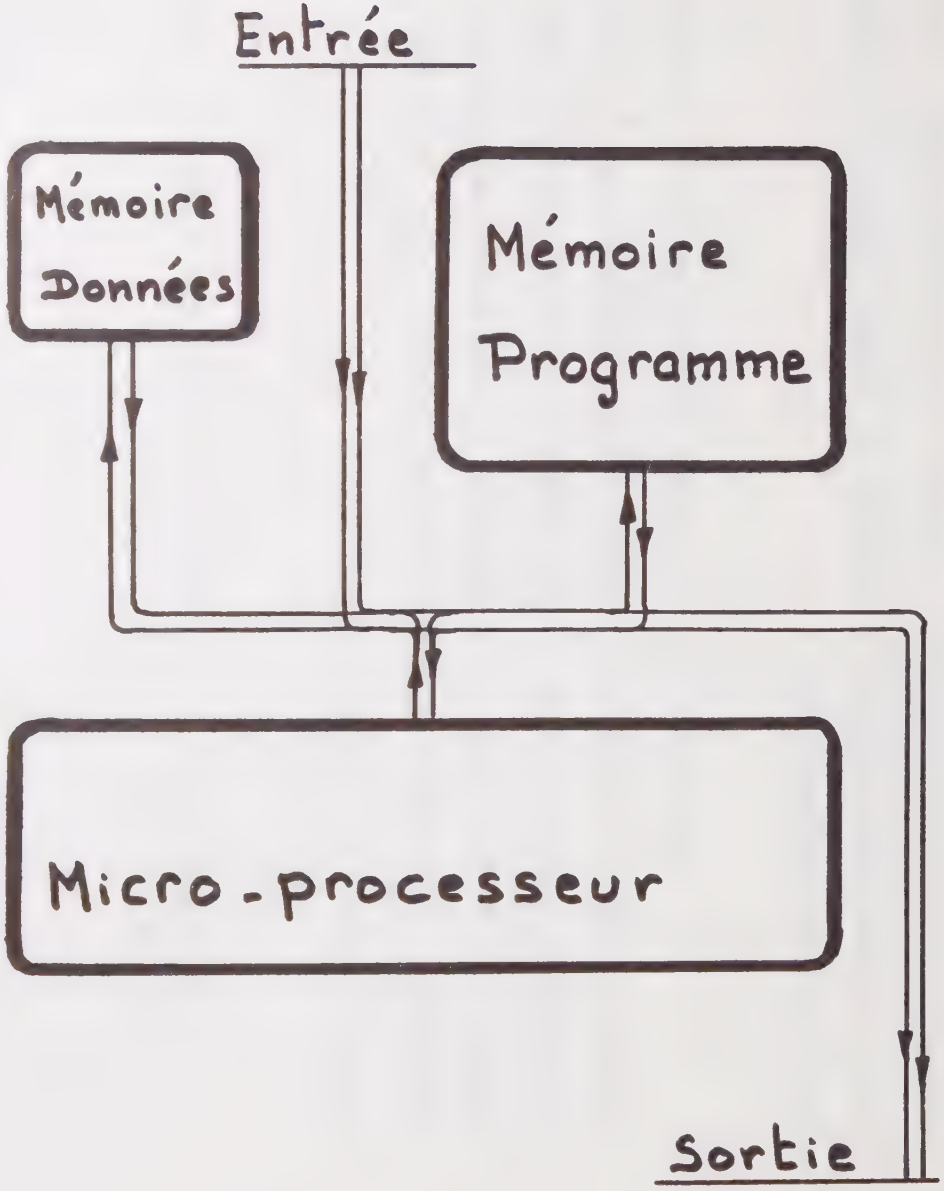
La solution développée ici est celle du contrôle en boucle ouverte de l'angle d'avance. La tâche du calculateur réalisé est de générer l'angle d'avance à l'allumage à partir des grandeurs d'entrée en suivant une fonction plus ou moins complexe qui traduit les courbes d'avance relevées empiriquement sur le moteur à contrôler.

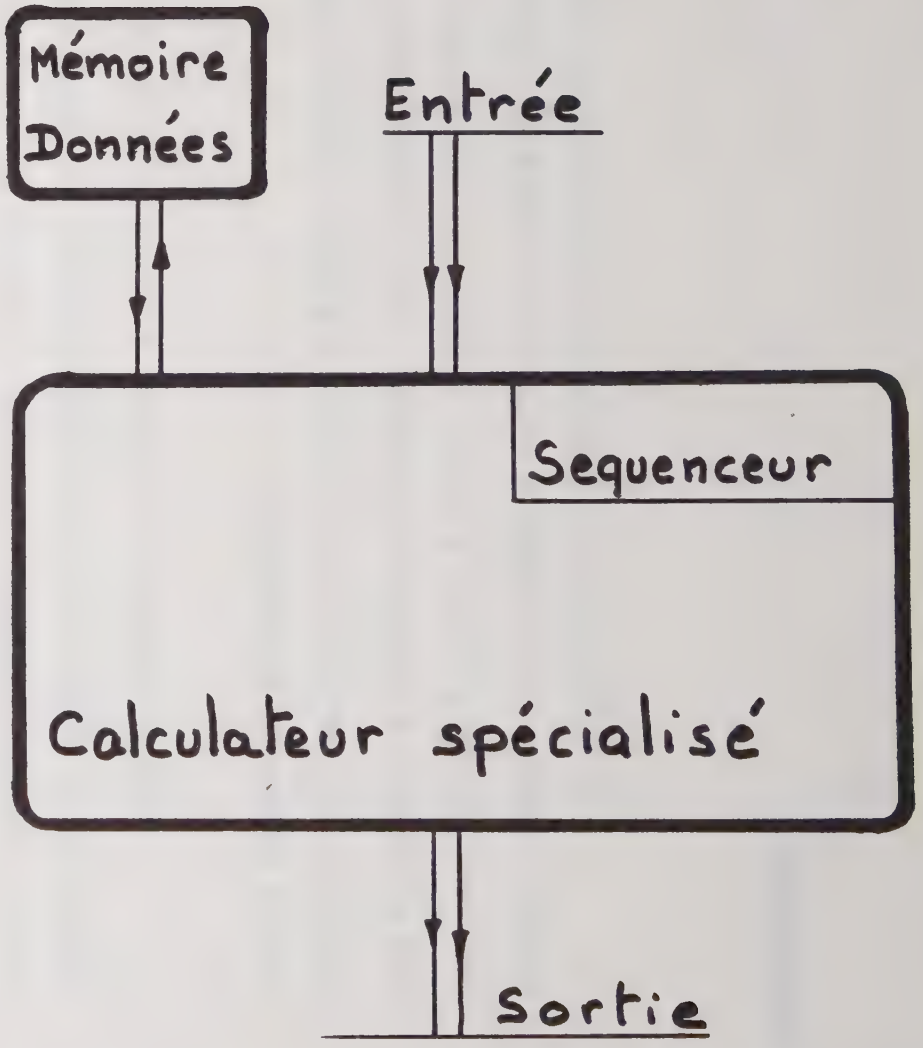
Les paramètres d'entrée sont la vitesse de rotation du moteur et la dépression dans les tubulures d'admission. Ces paramètres ne sont cependant que des exemples car le calculateur doit pouvoir, sans grande modification, s'adapter au calcul d'une autre grandeur que l'avance à partir d'autres paramètres d'entrée. Il doit également pouvoir s'adapter à toutes sortes de moteurs sans grande complication.

Il intervient ici un choix technologique entre deux sortes de calculateurs numériques : le microprocesseur * et le calculateur spécialisé * . Les procédés analogiques ont été écartés d'office à cause de leur dérive en température et de leurs trop nombreux réglages qui ont conduit à la faillite un certain nombre de projets précédents.

* tous les mots suivis d'une astérisque sont définis dans le lexique (J.III).

17


Entrée
Mémoire Données
Mémoire Programme
Micro-processeur
Sortie


Mémoire Données
Entrée
Sequenceur
Calculateur spécialisé
Sortie

Les progrès effectués dans la réalisation des circuits intégrés ont en effet permis d'étendre aux domaines du grand public la technologie digitale jusqu'alors réservée à l'informatique. Sa précision, son absence de réglages, sa faible sensibilité aux parasites et sa grande souplesse d'utilisation la rendent compatible avec les exigences de l'automobile.

Les données qui permettent de choisir entre les deux types de calculateurs digitaux sont les suivantes :

- le temps de calcul
- la complexité du circuit

Le temps alloué pour le calcul est ici environ le quart du temps mis par le moteur à effectuer un tour complet à sa vitesse maximale. On a donc

$$t = \frac{60}{6000 \times 4} = 0.0025$$

soit $t = 2{,}5$ ms

Pour plus de sécurité on choisit t = 1 ms.

Le temps mis par un microprocesseur à effectuer une opération interne est de l'ordre de 2 µs. Ce temps limite à 500 le nombre d'opérations élémentaires possibles; or nous verrons que cette quantité est à la limite de l'insuffisance.

Le calculateur spécialisé peut avoir un temps de cycle de 0,5 µs ce qui multiplie par 4 les possibilités offertes.

Du point de vue complexité, le calculateur spécialisé est gagnant dans les petites configurations telles que celles qui nous occupe puisque, à la limite il peut n'utiliser qu'un seul circuit LSI* alors que le microprocesseur en nécessite au moins quatre ou cinq.

Le calculateur sera donc réalisé en logique cablée* . Pour des raisons de standardisation, le calcul sera effectué sur 8 bits* . Cette quantité d'information permet une précision de 0,4 % de la pleine échelle sur le résultat du calcul.

L'angle d'avance valant au maximum 60 degrés, il sera déterminé à un quart de degré près, ce qui est largement suffisant. L'erreur introduite dans le calcul par l'incertitude sur les valeurs d'entrée dépend de la nature de ce calcul. Elle sera donc calculée ultérieurement.

D.II. LE GENERATEUR DE FONCTIONS

D.II. 1. Recherche d'une fonction polynomiale

L'angle d'avance doit suivre un réseau de courbes tel que celui donné figure 13. Une première idée consiste à rechercher une fonction mathématique qui approche le réseau.

Le principe posé au départ d'une méthode universelle interdit la division de l'intervalle de définition en segments où les courbes seraient, par exemple, des droites. En effet ce découpage serait vraisemblablement mauvais pour un autre moteur et encore plus pour une autre fonction.

Il reste donc à trouver une équation valable sur tout l'intervalle de définition. La seule équation calculable de façon simple est un polynome mais la structure en escalier du réseau de référence conduit à choisir un polynome de degré élevé.

En effectuant par ordinateur une régression avec calcul de l'écart par la somme des carrés des distances, on parvient à une solution du cinquième degré sans que l'erreur maximale descende en dessous de 20%. Les coefficients du polynome varient cependant déjà de 10^{2} à 10^{-6}.
Ces résultats conduisent donc à rejeter cette solution

On peut aussi penser à approcher les courbes par une somme de marches d'escalier d'équation

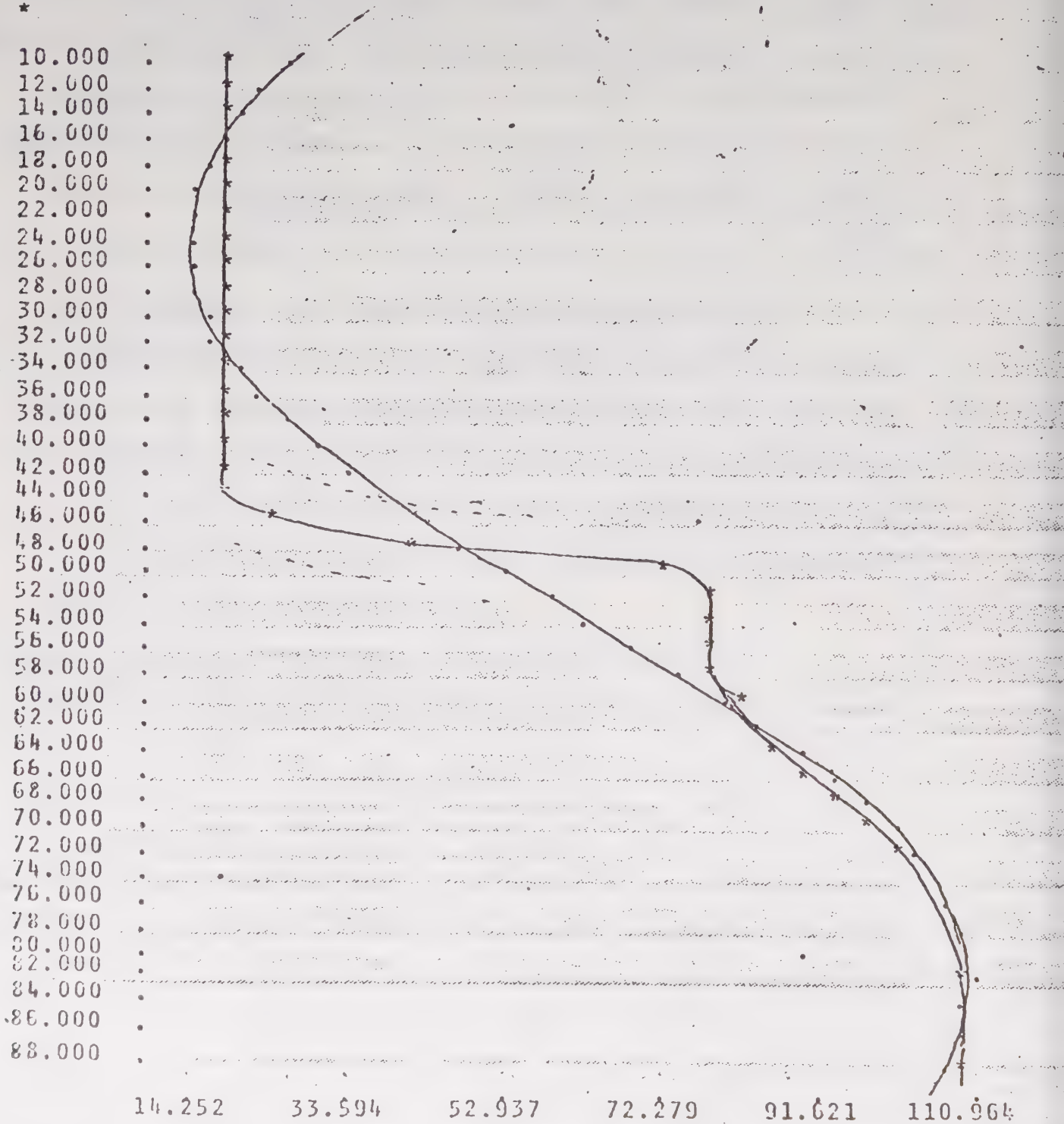
$$\frac{1}{1 + e^{(x - a)}}$$

Mais l'algorythme de calcul d'une exponentielle est relativement complexe et demande beaucoup de temps de calcul. Cette solution a donc aussi été rejetée.

RESULTAT D'UNE REGRESSION DU CINQUIEME DEGRE

do you wish to plot y observed and y estimated
yes

type print characters for y observed and y estimated in the form x/x/ *
/./ *



D.II. 2. Le stockage des valeurs

Le nombre de valeurs que peuvent prendre les variables d'entrée P et V est $2^8 = 256$ puisque ces variables sont codées sur 8 bits. Le plan P, V contient donc $2^{16} = 65536$ points de fonctionnement possible du moteur.

La solution la plus simple consiste à stocker dans une mémoire morte* tous les résultats du calcul. Comme l'angle d'avance est aussi codé sur 8 bits, le nombre de bits à stocker sera donc :

$$N = 8 \times 2^{16} = 524\,288.$$

Ceci représente 32 circuits mémoire de 16 k bits chacun.

On se heurte ici à une impasse technologique et on est contraint de réduire considérablement le nombre de points à stocker, ce qui détermine un "squelette" de la surface, puis d'effectuer entre ces points une approximation.

D.III. L'INTERPOLATION

D.III. 1. Les procédés possibles

L'obtention du squelette de la surface se fait en créant dans le plan de coordonnées P,V une grille à mailles carrées dans laquelle tous les points d'une maille ont le même

angle d'avance qui est celui correspondant au point situé au centre de la maille.

Le quadrillage utilisé a été obtenu en découpant les domaines de définition de P et V en seize segments égaux, chaque segment contenant seize valeurs discrètes de P ou de V. (puisque 256 = 16 x 16) (fig. 18). La grille comporte donc 256 mailles. La surface image du squelette a alors l'aspect de la figure 19.

L'interpolation choisie devra tenir compte des deux dimensions caractéristiques de la surface et donc faire intervenir jusqu'à quatre valeurs dans son calcul, (fig 18). Cette interpolation devra également conserver les plans dans la mesure du possible.

L'une des méthodes est l'approximation linéaire qui fait intervenir la distance du point de fonctionnement M aux centres des quatre carrés les plus proches.
Il faut alors calculer une formule du genre

$$\Sigma \sqrt{(x - a)^2 + (y - b)^2}$$

Cette formule nécessite un algorythme de calcul trop long pour l'application qui en est faite.

Une solution plus simple consiste à pondérer chacune des quatre valeurs les plus proches par une fonction du produit

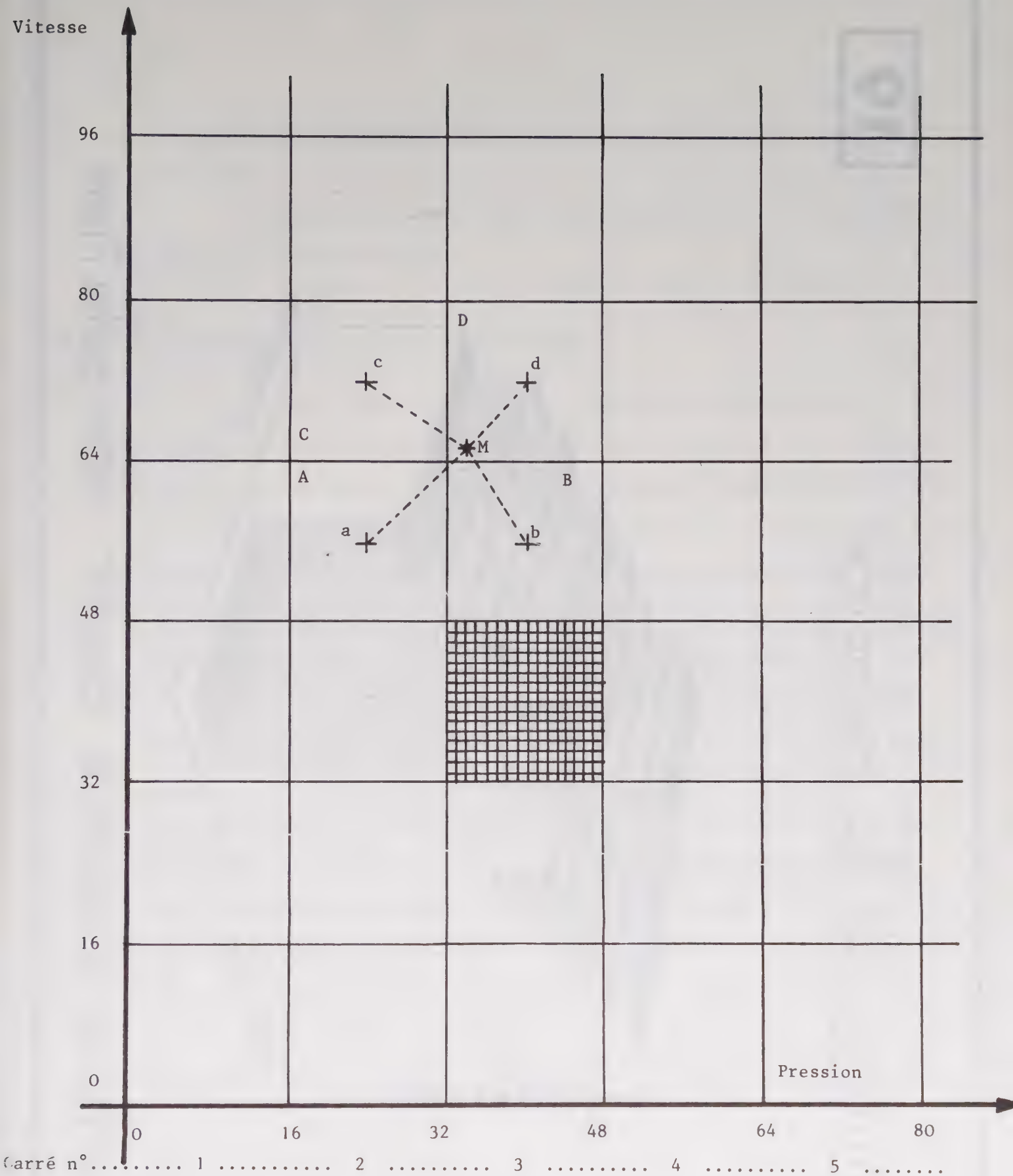
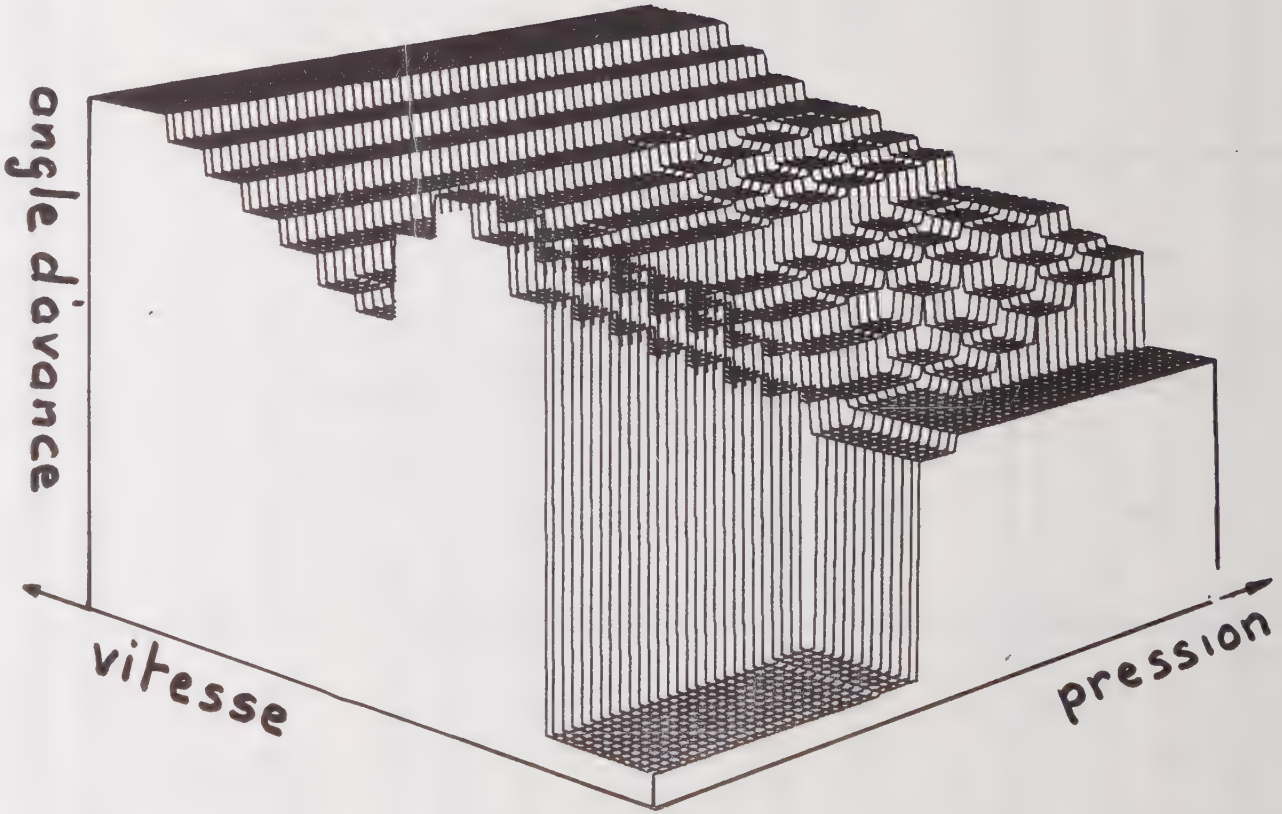


FIGURE 18 - QUADRILLAGE DU PLAN P,V

contenu de la mémoire



surface d'avance avant interpolation

x . y des distances aux quatre centres prises parallèlement aux axes.

C'est sur cette base qu'a été construit le procédé d'interpolation utilisé.

D.III. 2. Le procédé d'interpolation choisi

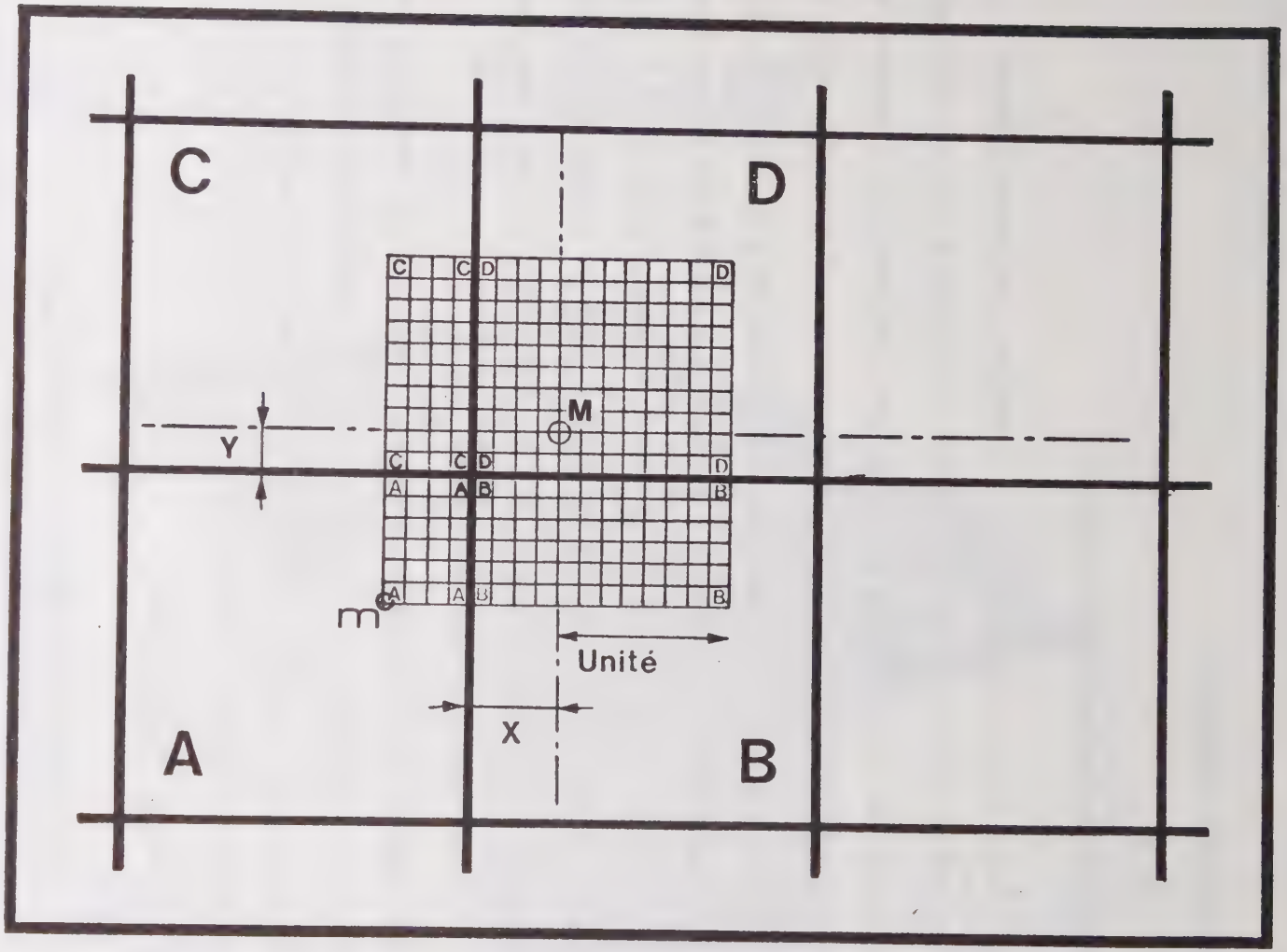
Pour bien comprendre la méthode, reportons nous à la figure 20. Elle représente une partie du plan P,V qui contient quatre carrés de la grille. Les valeurs de l'angle d'avance qui leur sont attribuées sont respectivement A, B, C et D. Dans la suite de l'exposé, les carrés seront désignés par cette valeur. Le point M de fonctionnement du moteur est situé en bas à gauche. du carré D. Soit 2 L la dimension de la maille (ici 2 L = I6). Si on trace un carré de côté 2 L centré sur le point M, il va déborder sur les quatre mailles A, B, C, D (ce carré sera dans la suite appelé maille mobile).

Il suffit alors, pour obtenir une cote valable du point M, de pondérer les valeurs A, B, C, D par les surfaces respectives des intersections Sa, Sb, Sc et Sd de la maille mobile M et des quatre mailles fixes A, B, C, D.

La cote du point M est donc :

$$Z\,(M) = \frac{A \cdot Sa + B \cdot Sb + D \cdot Sd + C \cdot Sc}{\text{Surface d'une maille}}$$

20



$$E = \frac{xy(A+D-B-C)+x(B+D-A-C)+y(C+D-A-B)+(A+B+C+D)}{4}$$

PROCEDE D'INTERPOLATION

D.III. 3. Description mathématique de l'interpolation

Pour déterminer l'équation de la surface nous supposerons que l'origine est située au point commun des quatre carrés A B C D.

Les coordonnées du point M sont x, y et z. La cote z est définie comme au paragraphe précédent. La maille ayant pour arête 2 L, nous aurons donc :

$$4\,L^2 z = A\,(L-x)(L-y) + B\,(L+x)(L-y) + C\,(L-x)(L+y) + D\,(L+x)(L+y)$$

soit, en effectuant les produits :

$$4\,L^2 z = xy\,(A+D-B-C) + Lx\,(B+D-A-C) + Ly\,(C+D-A-B) + L^2(A+B+C+D)$$

Appelons a, b, c et d les centres des carrés A, B, C, D.
Si ces quatre points sont coplanaires, le vecteur $\vec{ab}$ est parallèle au vecteur $\vec{cd}$ ce qui s'écrit :

a		b		c		d	
- L		+ L		- L		+ L	
- L		- L		+ L		+ L	
A		B		C		D	

d'où $\vec{ab}$

2 L
0
A - B

et $\vec{cd}$

2 L
0
C - D

La condition de parallélisme s'écrit alors

$$A - B = C - D$$

soit $$A + D - B - C = 0$$

En se reportant à l'équation de z on constate que l'expression ci-dessus est égale à la constante en facteur avec le terme du second degré.

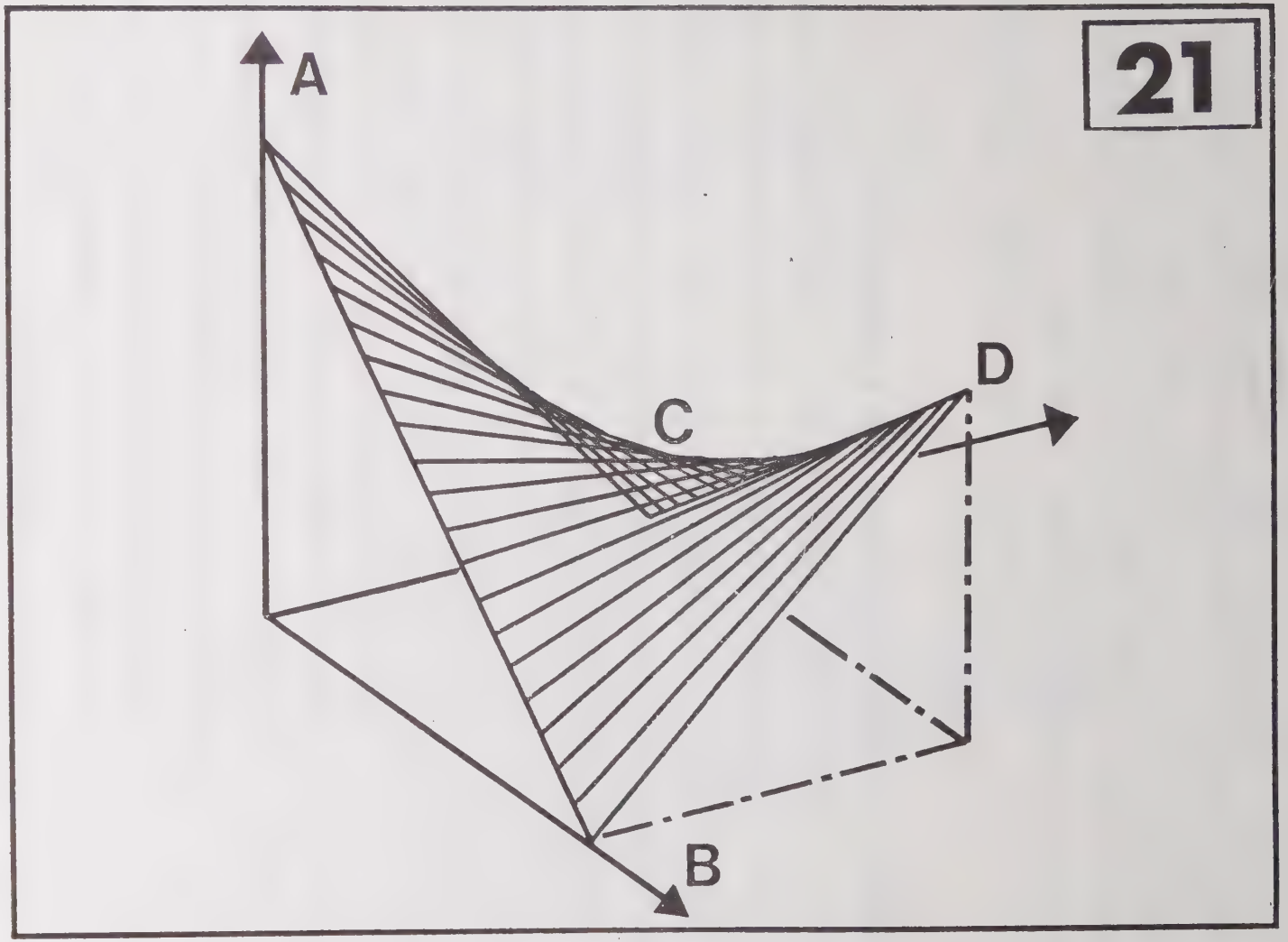
Lorsque les centres des quatre carrés sont coplanaires, le terme en x y disparait et la surface d'interpolation est confondue avec le plan défini par ces quatre points.

On remarque également sur l'équation de z que lorsque x ou y sont constants, l'équation résultante est celle d'une droite. La surface d'interpolation est donc une surface réglée générée par des droites parallèles aux plans xoy et yoz.

Les mathématiciens auront d'ailleurs déjà reconnu l'équation d'un paraboloïde hyperbolique.

La figure 21 représente le résultat d'une interpolation entre les quatre carrés A, B, C, D, lorsque leurs centres ne sont pas coplanaires. (A = 2, B = 0, C = 0, D = 1)

Généralisation : Un des intérêts de ce procédé est qu'il peut être étendu à un nombre quelconque de dimensions. Pour fixer les idées, regardons ce qu'il donne dans un espace à quatre dimensions. Appelons I le terme général équivalent aux A, B, C et Vi



EXEMPLE D'INTERPOLATION

le volume équivalent aux surfaces Sa, Sb, Sc etc. Nous aurons comme équation :

$$8\ L^3\ t = \sum_{I=A}^{H} I \times Vi$$

en numérotant de A à H les huit cubes qui interviennent dans le calcul.

L'équation s'écrit alors, en posant L = 1 pour simplifier :

$$\begin{aligned}
8\ t = {} & xyz\ (-A + B + C - D + E - F - G + H) \\
& + xy\ (+A + B - C - D - E - F + G + H) \\
& + yz\ (+A - B - C + D + E - F - G + H) \\
& + zx\ (+A - B + C - D - E + F - G + H) \\
& + x\ (-A - B - C - D + E + F + G + H) \\
& + y\ (-A - B + C + D - E - F + G + H) \\
& + z\ (-A + B - C + D - E + F - G + H) \\
& + (A + B + C + D + E + F + G + H)
\end{aligned}$$

Cette équation représente un volume dans un espace à quatre dimensions. Les propriétés géométriques de ce volume sont difficilement appréciables de façon intuitive. Tout au plus peut-on dire que son intersection par un hyper plan parallèle à un plan de coordonnées est un paraboloïde hyperbolique.

D.III. 4. Description physique de l'interpolation

La représentation du plan P,V est discontinue du fait de la digitalisation des coordonnées. La figure 20 fait bien apparaître le phénomène puisqu'on y voit le quadrillage 16 sur 16 de la maille mobile. Les surfaces que nous avons appelées Sa, Sb, Sc et Sd ne seront donc pas définies réellement comme des surfaces mais plutôt comme des sommes de points.

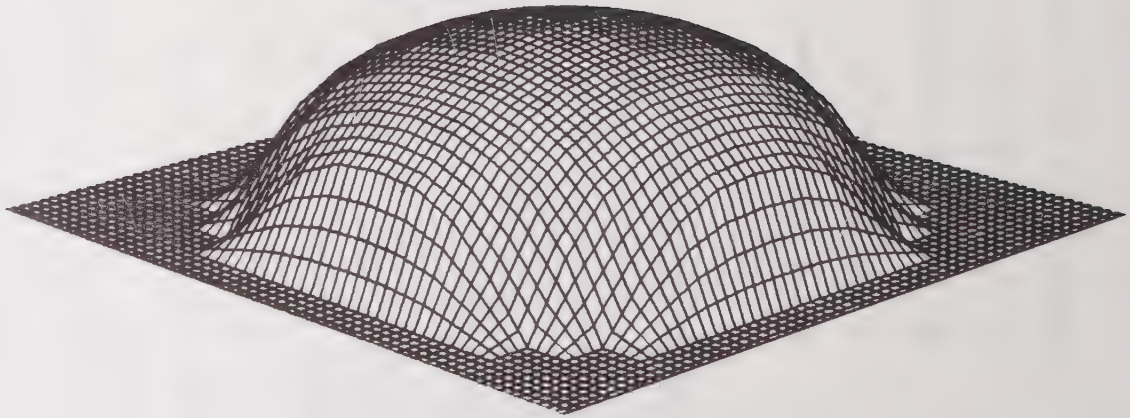
Pour obtenir le résultat de l'équation donnée au paragraphe précédent, il va suffire de déplacer un index depuis le coin inférieur gauche jusqu'au coin supérieur droit de la maille mobile et à chacun des points, additionner la cote du carré sur lequel on se trouve à la somme des précédentes. Lorsque la maille mobile aura été entièrement balayée, la somme finale sera égale à 256.z.
Il suffira dès lors de diviser ce résultat par 256, ce qui, en binaire, représente un simple décalage de 8 bits.

Exemples : La surface en marches d'escalier de la figure 19, une fois lissée, donne la surface de la figure 13.
La figure 22, elle, donne le résultat obtenu après lissage d'une pyramide dont les marches ont leur centre situé sur une demi-sphère.
Le nombre de valeurs mémorisées pour obtenir cette demi-sphère est 109. Le pied présente des accidents dus au principe de l'approximation mais dès les seconds

CONTENU DE LA MEMOIRE POUR LA REPRESENTATION D'UNE SPHERE

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000
2	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000
3	000	000	000	000	023	042	051	053	051	042	023	000	000	000	000	000
4	000	000	000	032	053	064	070	072	070	064	053	032	000	000	000	000
5	000	000	023	053	068	077	082	083	082	077	068	053	023	000	000	000
6	000	000	042	064	077	085	089	091	089	085	077	064	042	000	000	000
7	000	000	051	070	082	089	093	095	093	089	082	070	051	000	000	000
8	000	000	053	072	083	091	095	096	095	091	083	072	053	000	000	000
9	000	000	051	070	082	089	093	095	093	089	082	070	051	000	000	000
10	000	000	042	064	077	085	089	091	089	085	077	064	042	000	000	000
11	000	000	023	053	068	077	082	083	082	077	068	053	023	000	000	000
12	000	000	000	032	053	064	070	072	070	064	053	032	000	000	000	000
13	000	000	000	000	023	042	051	053	051	042	023	000	000	000	000	000
14	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000
15	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000
16	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000

approximation d'une demi-sphère



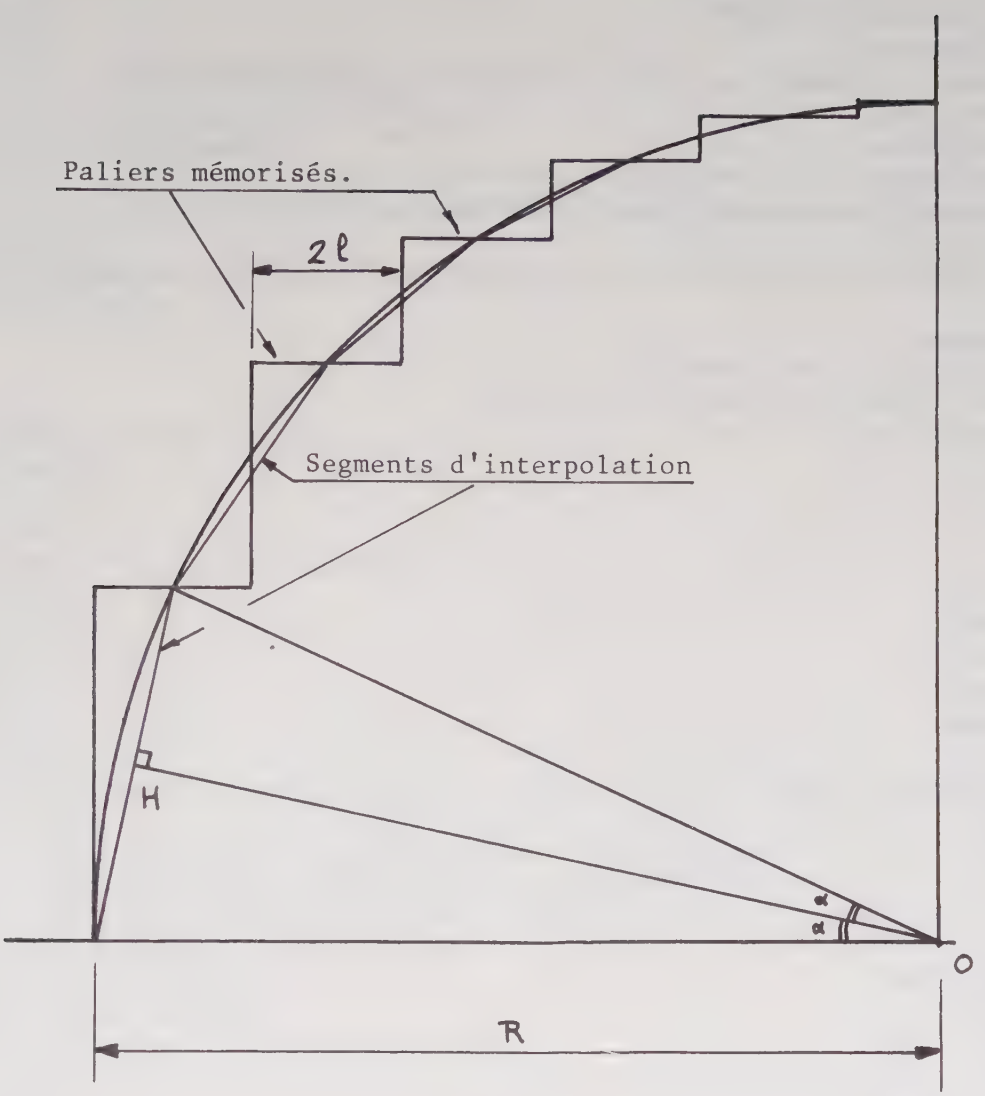
segments, la forme de la sphère est bien respectée. Le calcul montre que (fig. 23) avec seulement 11 paliers sur un diamètre, la distance entre la sphère et la surface d'approximation est d'environ 2,5% du rayon pour le premier segment. Cette différence va encore décroître avec les segments suivants.
Le calcul a cependant été fait dans un cas favorable puisque le point de départ est confondu avec le pied de la demi-sphère.

D.III. 5. Programme de simulation

Pour se rendre compte de l'aspect de la surface une fois lissée, un programme FØRTRAN a été mis au point. Il effectue les mêmes opérations que celles prévues par l'algorythme d'interpolation. Tous les résultats sont alors mémorisés puis l'ordinateur dessine la surface ainsi obtenue en perspective avec suppression des contours cachés.
Les figures 13, 19, 22 et 33 ont été obtenues grâce à ce programme de simulation.

Sur la figure 13 on remarque bien, dans le creux du premier palier, la structure en paraboloïde hyperbolique obtenue par interpolation entre quatre paliers aux centres non coplanaires.

Le listing de ce programme est donné ci-après.



$OH = h$

$R = 11.L$

$L = (1-\cos 2\alpha)\ R$

$h = R.\cos\alpha$

$= R\sqrt{1/2(1+\cos 2\alpha)}$

$= R\sqrt{1-L/2R}$

$\simeq R\ (1-L/4R)$

$$\frac{R-h}{R} = \frac{L}{4}\cdot\frac{1}{11\,L} = 1/44 = 2{,}2\ \%$$

FIGURE 23 - APPROXIMATION D'UNE DEMI-SPHERE

PROGRAMME DE TRACE DE SURFACE EN PERSPECTIVE AVEC ELIMINATION DES CONTOURS CACHES.

```
//*VOLID EXTID=PLOTTT,ID=PLOTTT
//*VOLID EXTID=002970,ID=PFPOFF
//FORT EXEC PGM=IEYFORT
//STEPLIB DD DISP=SHR,DSN=SYS1.FORTG,UNIT=2314,VOL=SER=PFPOFF
//SYSPRINT DD SYSOUT=A
//SYSPUNCH DD SYSOUT=B
//SYSLIN DD DSN=&LOADSET,UNIT=SYSDA,DISP=(MOD,PASS),
// DCB=(RECFM=FB,LRECL=80,BLKSIZE=2800),SPACE=(2800,(60,10))
//FORT.SYSIN DD *
      DIMENSION IM(16,16),A(28800,2),IA(28800),YMAX(500),YRAP(500)      0000100
      REAL K1,K2                                                        0000200
      WRITE(6,99998)
99998 FORMAT('1DEBUT DE PROGRAMME')
      READ (5,99) ((IM(I,J),J=1,16),I=1,16)                             0000300
99    FORMAT (16(I3,1X))                                                0000400
      PHI=0.349                                                         0000500
      PSI=0.349                                                         0000600
      H=580.                                                            0000700
       LISS=2.                                                          0000800
      D1=H/TAN(PHI)                                                     0000900
      D2=H/TAN(PSI)                                                     0001000
      SIPH=SIN(PHI)                                                     0001100
      COPH=COS(PHI)                                                     0001200
      SIPS=SIN(PSI)                                                     0001300
      COPS=COS(PSI)                                                     0001400
      DO 90 K=1,500                                                     0001500
      YMAX(K)=0.                                                        0001600
90    YRAP(K)=0.                                                        0001700
      IX=1                                                              0001800
      IT=1                                                              0001900
101   IY=1                                                              0002000
201   IU=IY+239*(IT-1)                                                  0002100
      N=IX-IY+250                                                       0002200
      J=IX/16+1                                                         0002300
      I=IY/16+1                                                         0002400
      IF (LISS-1) 2001,2001,2011                                        0002500
2001  ZZ=IM(I,J)                                                        0002600
      GO TO 3001                                                        0002700
2011  BET=IX-16*(IX/16)                                                 0002800
      AL=16-BET                                                         0002900
      DEL=IY-16*(IY/16)                                                 0003000
      GAM=16-DEL                                                        0003100
      ZZ=(IM(I,J)*AL*GAM+IM(I+1,J)*AL*DEL+IM(I,J+1)*BET*GAM+IM(I+1,J+1)*0003200
     +BET*DEL)/256                                                      0003300
3001  K1=-(IY*SIPS+ZZ*(D2-IY*COPS)/D2-H)/(IY*COPS+D1)                   0003400
      K2=(IX*SIPH+ZZ*(D1-IX*COPH)/D1-H)/(IX*COPH+D2)                    0003500
      A(IU,1)=(K1*D1+K2*D2)/(K1-K2)                                     0003600
      A(IU,2)=H+K1*K2*(D1+D2)/(K1-K2)                                   0003700
      IF(IY-1) 501,501,511                                              0003800
511   IF(IX-1) 601,601,611                                              0003900
611   IF(A(IU,2)-YMAX(N)) 501,721,711                                   0004000
711   YMAX(N)=A(IU,2)                                                   0004100
      IA(IU)=2                                                          0004200
      GO TO 801                                                         0004300
601   YMAX(N)=A(IU,2)                                                   0004400
      YRAP(N)=A(IU,2)                                                   0004500
```

```
      IA(IU)=2                                                          00046000
      GO TO 801                                                         00047000
721   IA(IU)=1                                                          00048000
      GO TO 801                                                         00049000
501   IA(IU)=3                                                          00050000
801   IY=IY+1                                                           00051000
      IF(IY-240) 201,301,301                                            00052000
301   IF(IT-60) 311,401,401                                             00053000
311   IT=IT+1                                                           00054000
      IX=4*(IT-1)                                                       00055000
      GO TO 101                                                         00056000
401   DO 411 N=1,500                                                    00057000
411   YMAX(N)=YRAP(N)                                                   00058000
      IY=1                                                              00059000
      IT=1                                                              00060000
100   IX=1                                                              00061000
200   IU=IX+239*(IT-1)+14340                                            00062000
      N=IX-IY+250                                                       00063000
      J=IX/16+1                                                         00064000
      I=IY/16+1                                                         00065000
      IF (LISS-1) 2000,2000,2010                                        00066000
2000  ZZ=IM(I,J)                                                        00067000
      GO TO 3000                                                        00068000
2010  BET=IX-16*(IX/16)                                                 00069000
      AL=16-BET                                                         00070000
      DEL=IY-16*(IY/16)                                                 00071000
      GAM=16-DEL                                                        00072000
      ZZ=(IM(I,J)*AL*GAM+IM(I+1,J)*AL*DEL+IM(I,J+1)*BET*GAM+IM(I+1,J+1)*00073000
     +BET*DEL)/256                                                      00074000
3000  K1=-(IY*SIPS+ZZ*(D2-IY*COPS)/D2-H)/(IY*COPS+D1)                   00075000
      K2=(IX*SIPH+ZZ*(D1-IX*COPH)/D1-H)/(IX*COPH+D2)                    00076000
      A(IU,1)=(K1*D1+K2*D2)/(K1-K2)                                     00077000
      A(IU,2)=H+K1*K2*(D1+D2)/(K1-K2)                                   00078000
      IF(IX-1) 500,500,510                                              00079000
510   IF(IY-1) 600,600,610                                              00080000
610   IF(A(IU,2)-YMAX(N)) 500,720,710                                   00081000
710   YMAX(N)=A(IU,2)                                                   00082000
      IA(IU)=2                                                          00083000
      GO TO 800                                                         00084000
600   YMAX(N)=A(IU,2)                                                   00085000
      YRAP(N)=A(IU,2)                                                   00086000
      IA(IU)=2                                                          00087000
      GO TO 800                                                         00088000
720   IA(IU)=1                                                          00089000
      GO TO 800                                                         00090000
500   IA(IU)=3                                                          00091000
800   IX=IX+1                                                           00092000
      IF(IX-240) 200,300,300                                            00093000
300   IF(IT-60) 310,400,400                                             00094000
310   IT=IT+1                                                           00095000
      IY=4*(IT-1)                                                       00096000
      GO TO 100                                                         00097000
400   IU=IU+1                                                           00098000
      IA(IU)=3                                                          00099000
      A(IU,1)=0.                                                        00100000
      A(IU,2)=0.                                                        00101000
```

```
      IU=IU+1                                                          00102000
      DO 402 I=IU,28800                                                00103000
      IA(I)=1                                                          00104000
      A(I,1)=0.                                                        00105000
402   A(I,2)=0.                                                        00106000
      S1=21.                                                           00107000
      S2=15.                                                           00108000
      CALL INITIA(0,1,1,0,0,3,1)                                       00109000
      CALL MINMAX(A,28800,1,CM1,CM2)                                   00112000
      CALL ECHEL(CM1,CM2,21.,DC1,1)                                    00118000
      CALL ECHEL(CM1,CM2,21.,DC2,2)                                    00121000
      DO 1000 I=1,28800                                                00124000
      X=A(I,1)                                                         00125000
      Y=A(I,2)                                                         00126000
      IC=IA(I)                                                         00127000
      CALL TRACE(X,Y,IC)                                               00128000
1000   CONTINUE                                                        00129000
      CALL BLKAD(X,Y,999)
      WRITE(6,99999)
99999 FORMAT(////,' FIN DE PROGRAMME')
      REWIND 5
      REWIND 6
      REWIND 7
      STOP                                                             00130000
      END                                                              00131000
//LKED EXEC PGM=IEWL,COND=(7,LT),PARM=(MAP,LET,LIST)
//SYSLIB DD DSN=SYS1.FORTBIB,DISP=SHR,UNIT=2314,VOL=SER=PFPOFF
//    DD DSN=SYS1.ICSLIB,DISP=SHR
//SYSLMOD DD DSN=&GOSET(MAIN),UNIT=DISKUTIL,DISP=(MOD,PASS),
// SPACE=(3600,(150,10,1))
//SYSPRINT DD SYSOUT=A,DCB=BLKSIZE=605
//SYSUT1 DD UNIT=SYSDA,SPACE=(3600,(150,10))
//SYSLIN DD DSN=&LOADSET,DISP=(OLD,DELETE)
// DD DDNAME=SYSIN
//GO EXEC PGM=*.LKED.SYSLMOD,COND=(7,LT)
//FT05F001 DD DDNAME=SYSIN
//FT06F001 DD SYSOUT=A,DCB=(RECFM=FBA,LRECL=133,BLKSIZE=1197)
//FT07F001 DD SYSOUT=B
//GO.SYSIN DD *
 60  60  60  60  60  60  60  55  51  43  43  43  43  43  43  43
 73  73  73  73  73  73  73  73  68  64  60  51  43  43  43  43
 85  85  85  85  85  85  85  85  85  83  79  75  66  60  51  43
102 102 102 102 102 102 102 102 102  98  94  87  81  73  63  55
122 122 122 122 122 122 122 122 122 119 114 108 100  92  83  77
128 128 128 128 128 128 128 128 128 128 128 128 122 115 109 102
141 141 141 141 141 141 141 141 141 141 139 134 128 119 111 102
151 151 151 151 151 151 151 151 151 151 151 149 143 136 128 122
162 162 162 162 162 162 162 162 162 162 162 158 151 145 137 128
179 179 179 179 179 179 179 179 179 179 175 166 158 149 141 132
188 188 188 188 188 188 188 188 188 179 175 171 166 162 156 149
192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 188 179 171
192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 188 181
192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192
192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192
192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192 192
//GO.PLOTTAPE DD UNIT=TAPE9T,LABEL=(,NL),DCB=BLKSIZE=16000,
```

CHAPITRE 4

REALISATION DU CALCULATEUR

E.I. LES CONTRAINTES

E.I. 1. Les contraintes de calcul

E.I. 1.1 - Précision

Dans ce genre de calculateur, la fidélité du résultat est absolue, c'est à dire que pour une valeur donnée des paramètres d'entrée, la valeur de sortie sera toujours exactement la même.

Comme le calcul est effectué sur 8 bits pour des raisons technologiques, la justification de la précision ne peut se faire qu'à posteriori.

On distingue ici deux sortes d'erreurs possibles :

- L'incertitude sur les paramètres d'entrée.

Elle est égale, pour la pression et pour la vitesse, à la valeur du bit de poids le plus faible :

$$1\ 1\ 1\ 0 = 14 + \varepsilon \quad \text{avec} \quad 0 \leqslant \varepsilon < 1$$

Cette incertitude introduit dans le résultat de l'interpolation une erreur due à la position erronée du centre de la maille mobile.

En se reportant à l'équation de la surface (D-I-3.3) on tire :

$$\frac{dz}{dx} = \frac{1}{4\ L^2} \left[y\ (A - B - C + D) + L\ (-A + B - C + D) \right]$$

Dans le cas qui nous occupe, dx est égal à 1 et L à 8.

Le terme en facteur de y dépend de la courbure de la surface au

point considéré (il s'annule pour un plan). Le terme en facteur de L caractérise, lui, la pente de la surface parallèlement à l'axe ox.

On remarque que la valeur de l'erreur dépend de la position du point de fonctionnement à l'intérieur de la maille.

On peut cependant essayer d'en évaluer une valeur moyenne sur l'ensemble de la surface. On pose y = L pour obtenir le maximum local de l'erreur et il vient :

$$\frac{dz}{z} \leqslant \frac{2\,L}{4\,L^2 z} \quad (D - C) \text{ puisque } y \leqslant L.$$

Le terme D-C représente l'écart de hauteur entre deux marches successives, et z, dans ce cas précis (y = L) est égal à D. Il reste donc :

$$\frac{dz}{z} \leqslant \frac{1}{2\,L} \cdot \frac{D - C}{D}$$

La valeur moyenne de $\frac{D - C}{D}$ calculée d'après les valeurs numériques du réseau de la figure I9 est égale à 0,08, les deux extrêmes étant 1 pour la première marche où C = 0 et 0 pour le plateau final où D = C.

ceci entraîne $\overline{m} \left(\frac{dz}{z} \right) = 0.5\ \%$ avec comme limites

$$0 < \frac{dz}{z} < 6\ \%$$

L'erreur induite par l'incertitude sur y est bien sur égale à celle que nous venons de calculer et elle s'ajoute à celle-ci. L'erreur relative totale est donc en moyenne égale à un pour cent mais peut atteindre douze pour cent pour la première marche.

- Le nombre de bits du mot mémoire.

Il est égal à 8 ce qui ne permet pas une précision supérieure à 0,4 %.

Le calcul de l'interpolation, qui fait intervenir 256 additions comme on le verra par la suite, s'effectue sur 16 bits ce qui permet de conserver la précision.

On peut donc dire pour conclure que la finesse du pas de calcul est de 0,4 % mais que le résultat n'est précis qu'à 1 % en général et que l'erreur dont il est entaché peut atteindre 12 % dans certains cas particuliers.

E.I. 1.2 - Vitesse

Le temps alloué au calcul est (C.I.1) de 1 ms.

Le nombre de cycles effectués au cours du calcul est environ 300 comme nous le verrons par la suite. Ces deux conditions autorisent une fréquence d'horloge de 120 kilo Hertz ce qui est très lent et autorise une intégration dans toutes les technologies actuellement utilisées.

E.I. 2. Les contraintes d'environnement

E.I. 2.1 - Les parasites

Les courants parfois très importants qui passent dans la carrosserie de la voiture induisent des tensions parasites qu'il convient de supprimer, surtout au niveau des capteurs où l'information est fournie avec un très bas niveau.

Il est cependant à noter que les parasites d'allumage, principale source de bruit électrique dans une voiture, n'ont pas d'influence sur les capteurs puisque, comme on le voit sur la figure 25, les informations ne sont enregistrées qu'après l'étincelle d'allumage. Il convient cependant de protéger le calculateur et les autres circuits digitaux par des blindages et des filtres appropriés de façon à ce que ces parasites ne soient pas assez forts pour modifier un état déjà acquis par ces circuits. Les parasites purement radioélectriques sont, eux, de trop faible amplitude (à peine quelques millivolts par mètre) pour influencer l'électronique digitale.

Le problème de l'immunité aux bruits va donc être un critère essentiel dans le choix de la technologie à employer pour la réalisation du calculateur.

E.I. 2.2 - La température

Les cahiers des charges habituellement utilisés donnent comme gamme de température les fourchettes suivantes :

- température de stockage - 50°C, + 120°C
- température de fonctionnement - 35°C, + 120°C.

Ces normes atteignent, on le voit, les spécifications militaires. On peut cependant penser que les constructeurs reviendront à des exigences moins extrêmes devant le coût que représente la fabrication de circuits aussi performants.

E.I. 2.3 - Encombrement

Etant donnée la faible dimension des circuits intégrés, dans le cas de l'utilisation d'un calculateur spécialisé intégré en un seul circuit, le problème de l'encombrement ne se pose pas.

La maquette finale pourrait tenir sur un circuit imprimé de 10 cm x 10 cm comprenant les 5 à 6 circuits nécessaires, aussi bien pour le calcul que pour les interfaces.

E.I. 2.4 - Consommation

Toujours dans l'hypothèse d'un circuit intégré unique pour le calculateur, la consommation totale resterait très faible et toujours inférieure à un ampère.

E.I. 2.5 - Alimentation

L'idéal est bien sûr d'alimenter le circuit par la batterie de la voiture sans autre intermédiaire qu'une simple stabilisation puisque la tension de la batterie peut varier de 8 à 14 volts.

E.II. LA REALISATION

E.II. 1. Le Soft

E.II. 1.1 - Organigramme de calcul

L'organigramme de calcul est donné figure 36.
On y trouve, sous la forme des symbôles classiques de l'informatique, les différentes opérations effectuées par le calculateur.

I et J représentent les compteurs servant au balayage de la maille mobile (cf fig 24).

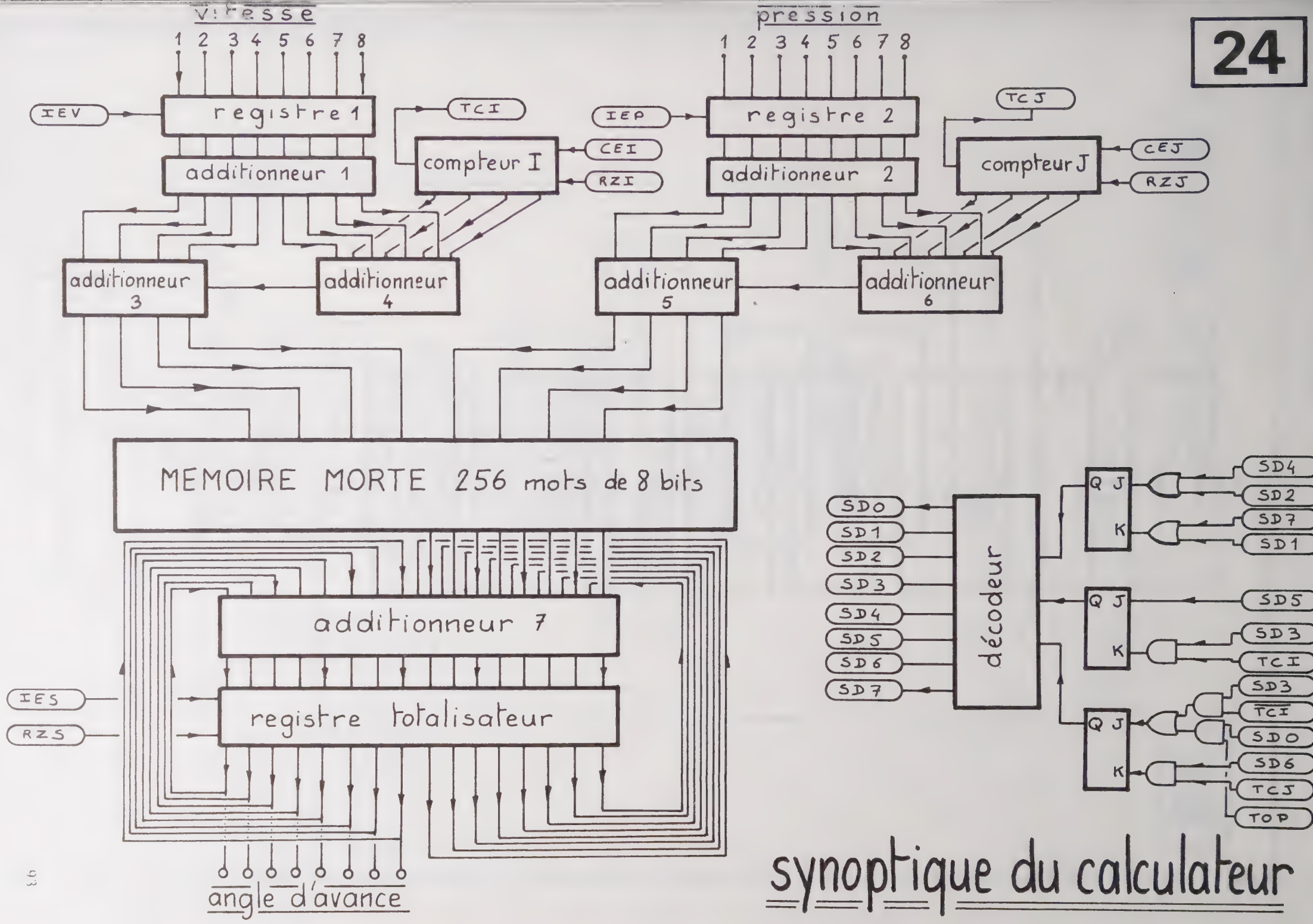
Somme représente le registre où est stocké le résultat partiel de l'interpolation au cours du calcul.

C'est cet organigramme qui va diriger la réalisation de la séquence de calcul.

E.II. 1.2 - Le séquenceur

Le calculateur doit être guidé dans son calcul par un programme. Comme nous réalisons un calculateur spécialisé, ce programme ne sera pas modifiable mais sera au contraire cablé de façon inamovible dans le circuit lui-même.

L'organisation de ce programme est confiée à un séquenceur qui a pour but de générer les variables de commande des divers circuits (ordres de comptage, de stockage etc...) au moment précis où elles sont nécessaires.



synoptique du calculateur

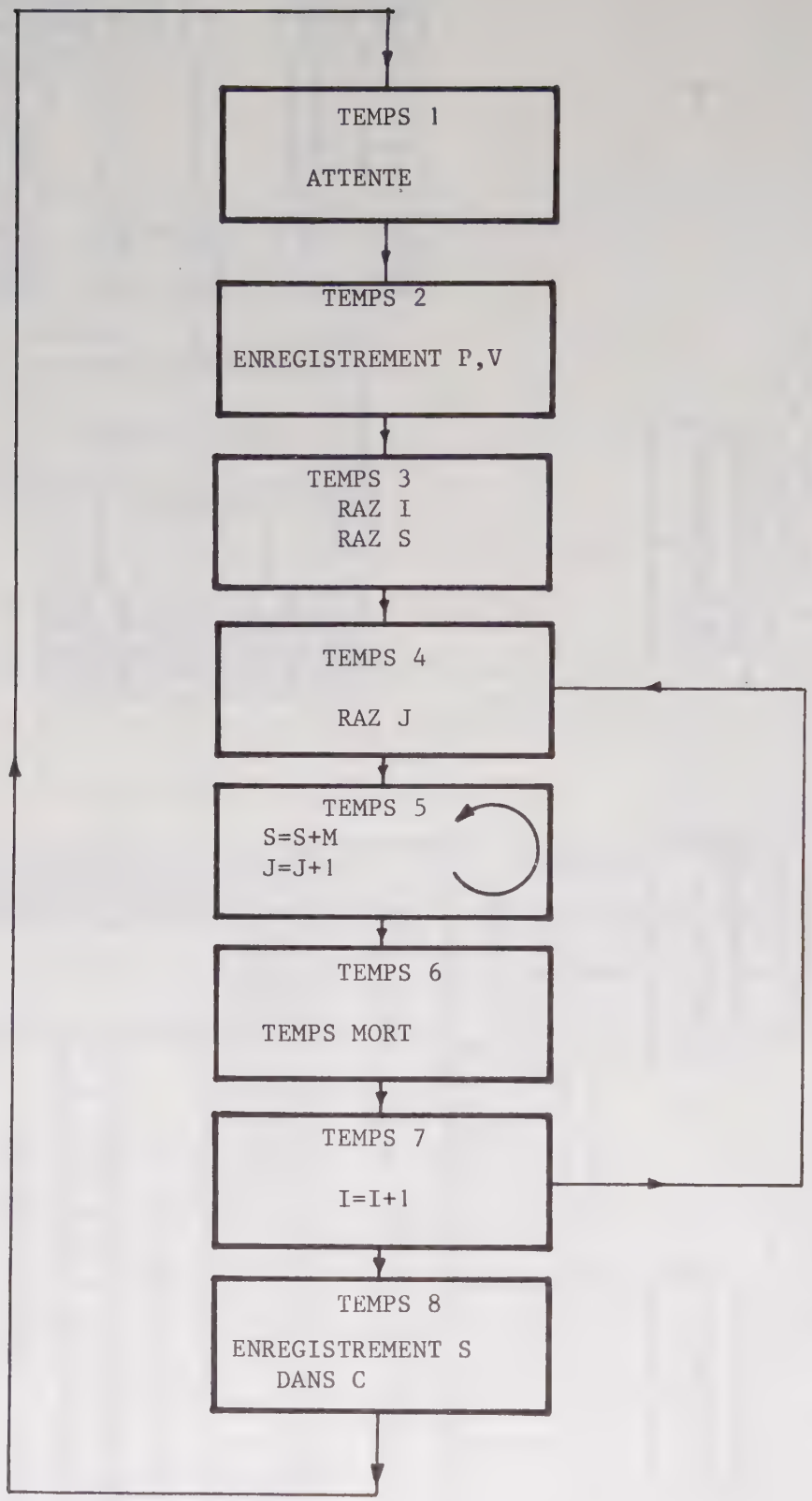
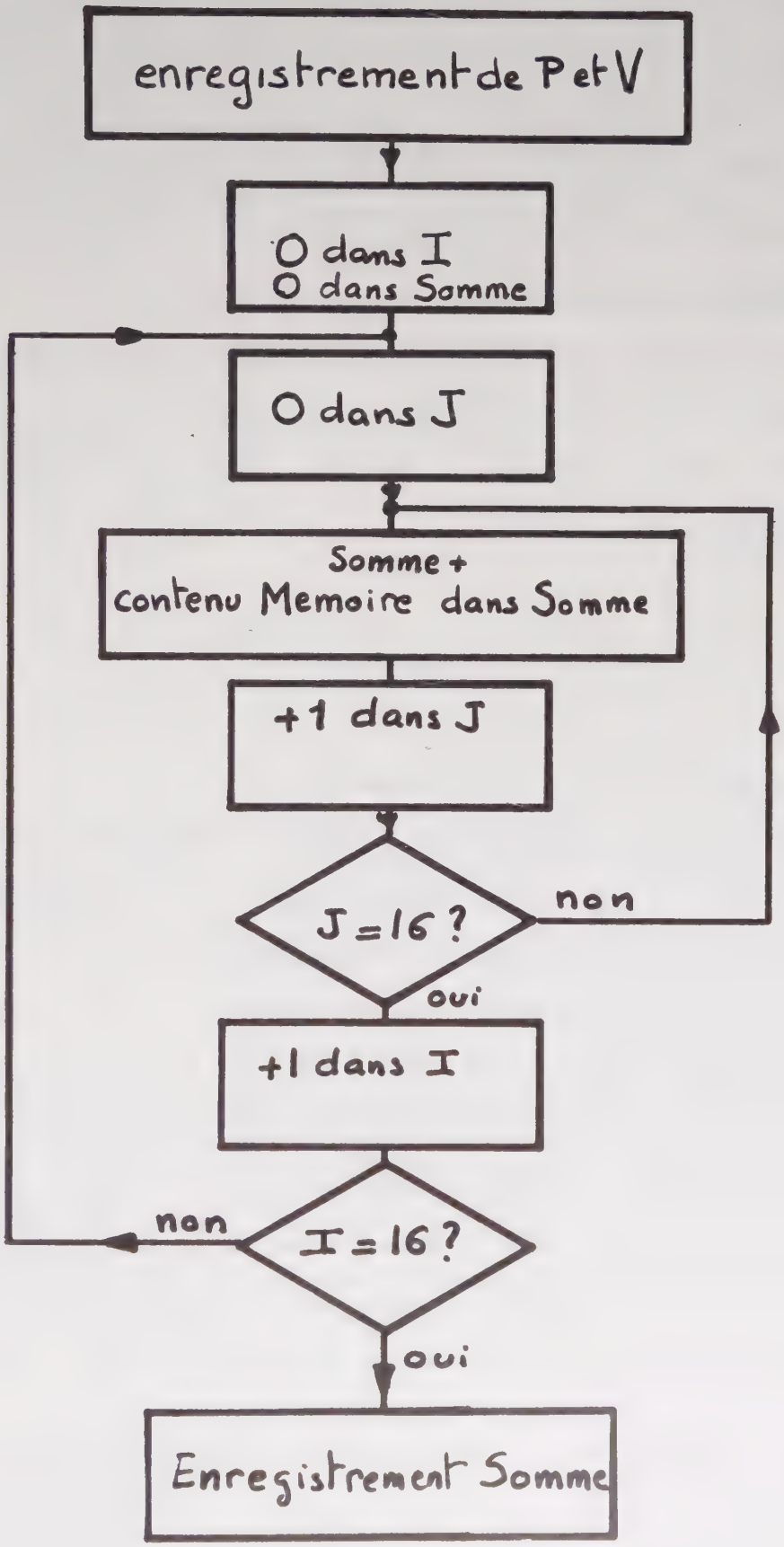


FIGURE 36 bis. SEQUENCE DE CALCUL

organigramme du calculateur

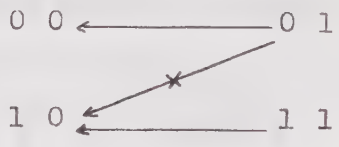
36



La séquence de calcul, tirée de l'organigramme de la figure 36, est donnée ci-contre.

Cette séquence comporte sept temps auxquels on a ajouté un temps mort de façon à pouvoir coder chaque étape par un nombre binaire à 3 bits dont un seul diffère d'une étape à l'autre. Ce genre de code s'appelle un code cyclique adjacent*
En effet, l'adresse de chaque temps ne doit différer de la précédente que d'un seul bit pour éviter des interférences au moment du changement de temps.

Si on voulait passer par exemple d'un temps codé 01 à un temps codé 10 il y aurait obligatoirement une étape transitoire (00 ou 11) qui, si rapide soit-elle, risquerait d'entraîner un fonctionnement défectueux.



Le code utilisé est le suivant :

			B3	B2	B1
	1er	temps codé 0 :	0	0	0
le bit 3 passe à 1 ⇒	2è	temps codé 4 :	1	0	0
le bit 1 passe à 1 ⇒	3è	temps codé 5 :	1	0	1
le bit 2 passe à 1 ⇒	4è	temps codé 7 :	1	1	1
le bit 1 passe à 0 ⇒	5è	temps codé 6 :	1	1	0
le bit 3 passe à 0 ⇒	6è	temps codé 2 :	0	1	0
le bit 1 passe à 1 ⇒	7è	temps codé 3 :	0	1	1
le bit 2 passe à 0 ⇒	8è	temps codé 1 :	0	0	1
le bit 1 passe à 0 ⇒	1er	temps codé 0 :	0	0	0

Les deux extrémités sont bien adjacentes ainsi que les temps 4 et 7 qui sont les extrémités d'une boucle.

Réalisation du séquenceur

Les trois bits du code sont générés par trois bascules bistables J.K. maitre-esclave. On trouvera une description du fonctionnement de ce circuit en annexe. Les trois bits ainsi produits adressent un décodeur binaire - décimal qui fournit les huit informations de la séquence (voir fig 24) notées SD0 à SD7.

Les équations qui régissent les modifications des bits du séquenceur sont les suivantes :

$J1 = SD4 + SD2$

$K1 = SD7 + SD1$

$J2 = SD5$

$K2 = SD3 \cdot TCJ$

$J3 = SD0 \cdot TOP + SD3 \cdot \overline{TCI}$

$K3 = SD6 \cdot TCJ$

Les variables TCI et TCJ sont les résultats des tests effectués sur I et J :

TCI = 1 quand I = 15

TCJ = 1 quand J = 15

L'explication d'une des équations suffira pour faire comprendre le principe de leur création.

Prenons $J3 = SD0 \cdot TOP + SD3 \cdot \overline{TCI}$

Cette équation détermine la valeur de la variable J3.

Lorsque J3 = 1, la bascule 3 passe à 1 donc le troisième bit du code passe à 1. Ceci se produit

- à la fin du temps 0, lorsque TOP apparaît (SD0 = 1, TOP = 1)
- à la fin du temps 3 si J est différent de 15 (SD3 = 1, TCI = 1).

Ces deux conditions se traduisent par l'équation de J3.
Les cinq autres équations sont déterminées de la même façon en se conformant à la séquence de la figure 36bis.

Les sorties du séquenceur activent les entrées de programmation des circuits de façon à suivre l'organigramme. La création des équations nécessite la connaissance des circuits utilisés. Elle se fera donc ultérieurement.

E.II. 2. Réalisation matérielle

E.II. 2.1 - Généralités

Une maquette du calculateur a été réalisée en circuits TTL standards, sans tenir compte du choix de la technologie d'intégration, qui n'est crucial que dans le cas d'une fabrication en série.

Cette maquette comporte une quarantaine de circuits représentant les fonctions habituellement rencontrées dans le calcul digital et qui sont :

- l'inverseur
- la porte NAND
- l'additionneur binaire
- la mémoire
- la bascule bistable
- le compteur
- le registre à décalage.

Tous ces circuits sont des combinaisons plus ou moins complexes du circuit de base qui est la porte NAND mais, pour plus de commodité, les fonctions complexes sont rassemblées dans un seul circuit qui porte le nom de la fonction. Les schémas de branchement interne de ces circuits sont donnés en annexe 4.

E.II. 2.2 - Réalisation du balayage de la maille mobile

On se reportera aux figures 20 et 24.

Les informations pression et vitesse sont enregistrées en début du cycle dans les registres 1 et 2.

Le passage du point M au point m s'effectue par soustraction de L (1/2 coté de la maille soit 8) aux valeurs de P et V. Ceci s'obtient grâce aux additionneurs 1 et 2 par l'artifice suivant : pour soustraire une valeur donnée d'un nombre à n bits il suffit d'y ajouter son complément à 2^n puisque la retenue n'apparaît pas. Ainsi, pour soustraire 8 d'un nombre de 8 bits il suffit d'y ajouter 256 - 8 soit 248 qui se code 11111000.

La partition en 16 segments du domaine de définition s'effectue simplement en divisant par 16 la valeur de la variable c'est à dire en supprimant les quatre bits de poids faible (puisque $16 = 2^4$).

Le balayage s'effectue alors comme suit :

Deux compteurs I et J vont permettre le déplacement du point m dans la maille mobile. Pour ce faire on additionne aux quatre bits de poids faible de P et V la valeur des compteurs I et J grâce aux additionneurs 4 et 6. Tant que le point m est dans le carré A ($J \leqslant 4$, $I \leqslant 16$) l'adresse de la mémoire est celle qui correspond au mot A. Dès que m passe dans le carré B, la retenue de l'additionneur 6 apparaît et l'adresse de la mémoire change en celle du mot B.

De même lorsque I devient supérieur à 6 dans l'exemple de la figure 20, le point m passe dans les carrés C et D de la grille et les mots de sortie de la mémoire deviennent C puis D.

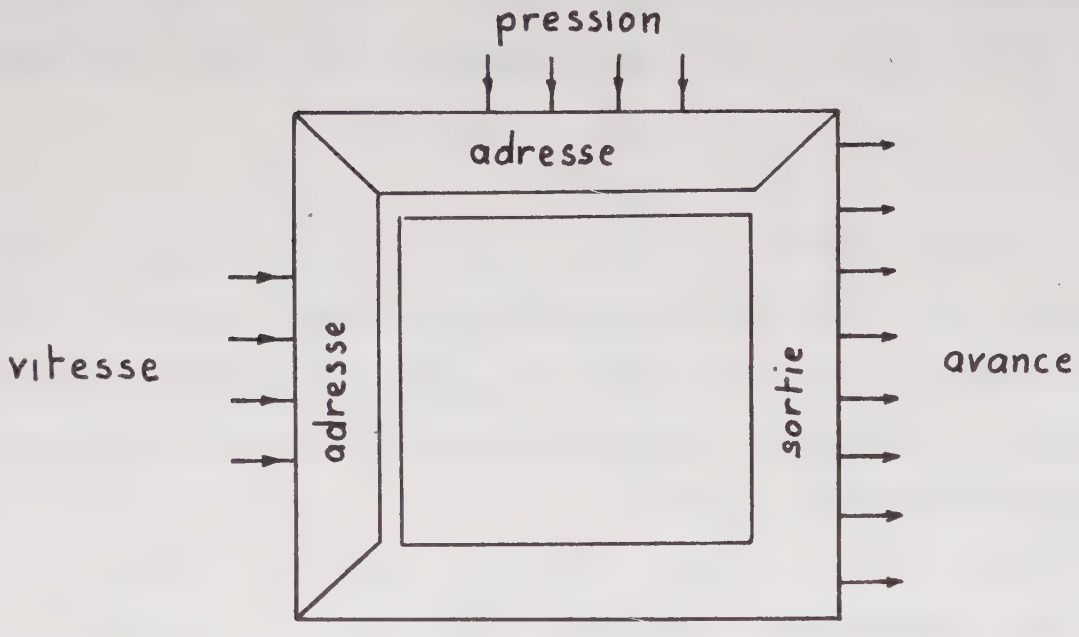
Lorsque le point m est parvenu dans le coin supérieur droit de la maille mobile, le balayage est terminé. Les deux compteurs I et J sont à 15.

E.II. 2.3 - La mémorisation

La mémorisation des valeurs de l'angle d'avance entre lesquelles s'effectuera l'interpolation est réalisé grâce à une mémoire PROM *.

Cette mémoire est organisée en 256 mots de 8 bits ce qui représente une capacité de 2 K bits.

Chaque mot est repéré par son adresse qui comporte elle aussi 8 bits (puisque $256 = 2^8$) dont 4 sont donnés par la valeur de P et quatre autres par la valeur de V comme nous venons de le voir (cf. fig 24).



Le type de mémoire utilisé (INTEL 1702) permet à l'utilisateur de modifier à volonté son contenu. La programmation de cette mémoire, dont le détail sortirait de cet exposé, nécessite la création d'une liste de données dans un code particulier. On trouvera en annexe 4 le programme d'ordinateur qui effectue la création de cette liste à partir des données exprimées en nombres décimaux.

E.II. 2.4 - La sommation

La sommation s'effectue à chaque étape grâce aux circuits suivants : un additionneur 16 bits (7) et un registre 16 bits, bouclés de façon qu'à chaque coup d'horloge le totalisateur enregistre la somme de sa propre valeur et de celle qui apparaît à la sortie de la mémoire.
L'opération de sommation se répète à chaque position du point m. La valeur contenue dans le totalisateur sera donc finalement :

$$S = A \cdot Sa + B \cdot Sb + C \cdot Sc + D \cdot Sd$$

Il ne reste plus qu'à diviser ce résultat par la surface d'une maille soit 256. Il suffit pour cela de supprimer les huit bits de poids le plus faible. Les huit bits restants représentent le résultat cherché et ce résultat possède bien la résolution prévue (0,4%).

E.II. 2.5 - Les branchements

En se reportant au paragraphe E.II.1 on peut maintenant attribuer une destination aux variables de sortie du séquenceur. Les noms des variables de commande sont : (voir annexe 4)

IEP : (Input Enable), commande d'enregistrement du registre P
IEV : " " , commande d'enregistrement du registre V
IES : " " , ... S
IER : " " , ... R
CEI : (Count Enable), commande de comptage du compteur I
CEJ : " " . . . . . J

RZI : remise à zéro du compteur I

RZJ : " " " J

RZS " " du registre S

On en tire, par référence à l'organigramme :

IEP = SD4

IEV = SD4

IES = SD6

IER = SD1

CEI = SD6

CEJ = SD3

RZI = SD7

RZJ = SD3

RZS = SD5

Ces équations, ainsi que celles données au paragraphe 1 régissent le cablage du calculateur représenté figure 24.

F

CHAPITRE 5

INTEGRATION

F.I. CAHIER DES CHARGES

Les contraintes énumérées au paragraphe EI définissent le cahier des charges ci-dessous pour la réalisation d'un circuit de commande d'allumage.

Dimension : Le calculateur doit tenir sur un seul circuit. La technologie d'intégration doit donc permettre une densité suffisante pour arriver à ce résultat. Or d'après le schéma de la figure 24, le calculateur comporte environ 1000 portes et 2000 bits de mémoire morte.

Tenue aux parasites : Aucune campagne de mesure exhaustive n'ayant été faite, il conviendra de choisir la technologie présentant la meilleure immunité aux bruits.

Consommation : Sans grande importance si elle reste inférieure à 1 A.

Vitesse de calcul : La technologie employée devra permettre d'effectuer le calcul complet en une milliseconde.

Tension d'alimentation : 12 V $\pm$ 4 V

Tenue en température : elle dépend en fait de la position du calculateur dans le véhicule mais sa fourchette minimale est - 10°C, + 80°C, températures extrêmes de l'habitacle en fonctionnement normal.

Universalité. Le calculateur doit pouvoir s'adapter, par simple modification des valeurs stockées dans la mémoire, au calcul d'une autre fonction. Il faut cependant remarquer que la taille de cette mémoire dépend énormément du nombre de variables qui entrent dans le calcul, autrement dit du nombre de dimensions de l'espace de calcul. En effet, si d est le nombre de variables et K le nombre de segments découpés dans l'intervalle de définition de chaque variable , le nombre de mots à stocker est

$$N = K^d$$

qui est une fonction exponentielle du nombre de dimensions.

Ce cahier des charges, cependant relativement lâche, est susceptible de modifications car aucun critère sérieux et réaliste n'a encore été choisi par les constructeurs automobiles dans ce domaine.

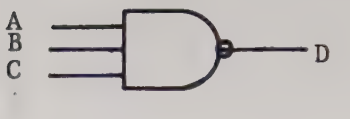
Nous allons cependant examiner quel serait le meilleur procédé à employer pour la réalisation du circuit intégré dans une technologie existante.

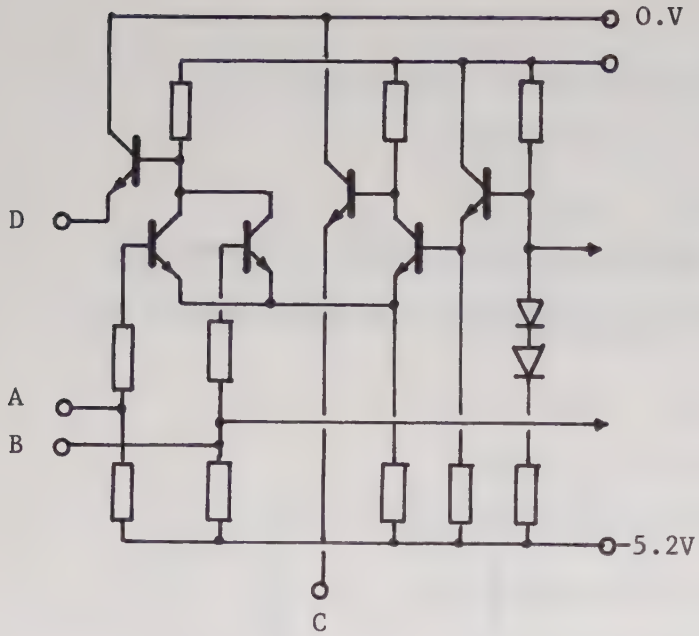
F.II. LES DONNEES DU CHOIX TECHNOLOGIQUE

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des diverses technologies d'intégration permettant la réalisation du circuit.

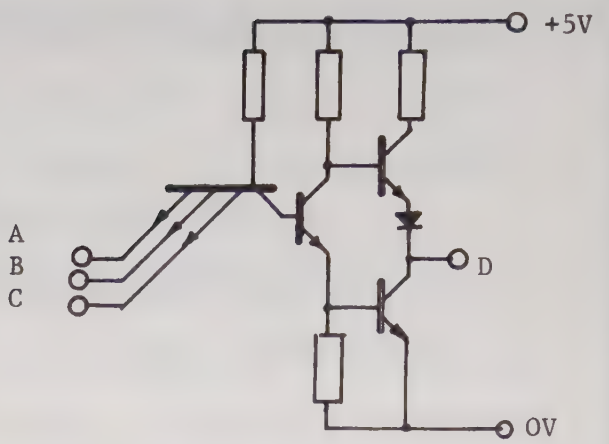
Technologie	TTL	ECL	I^2L	C-MOS
Densité d'intégration, en portes par mm2	30	30	300	100
Tension d'alimentation VCC en volts	5	- 5,2	5 à 10	5 à 15
Puissance dissipée par porte en milliwatts	10	25	10^{-3}	0 à 10 mW
Immunité aux bruits en volts	0,8	0,3	0,6	1/2 Vcc
Temps de propagation en nanosecondes	10	2	100	50
Fréquence de fonctionnement d'une bascule en MHz	20	100	1	10
Température de stockage en degrés Celsius	-50, +125	-50, +125	-50, +125	-50, +125

Le schéma d'une porte dans chacune de ces technologies est donné ci-contre.

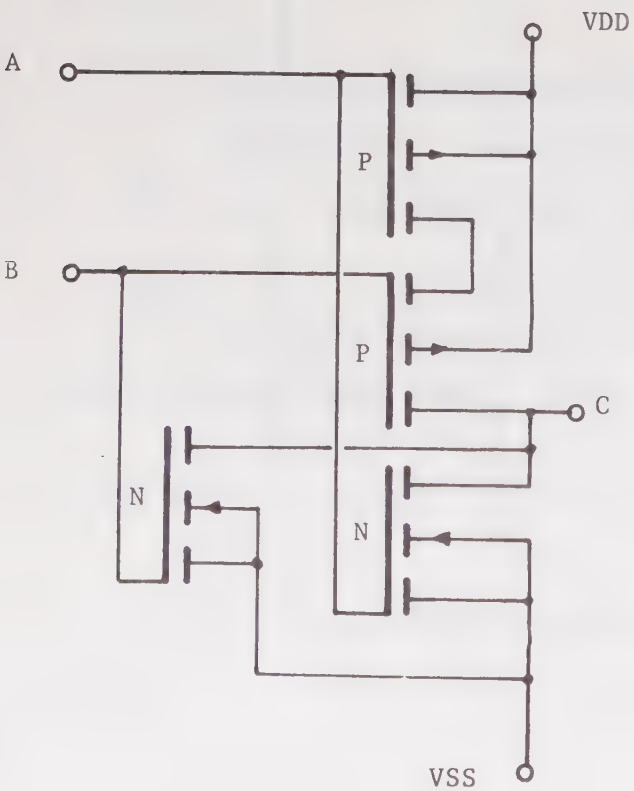




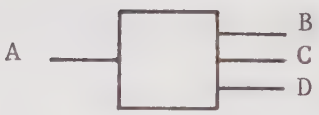
SCHEMA D'UNE PORTE ECL

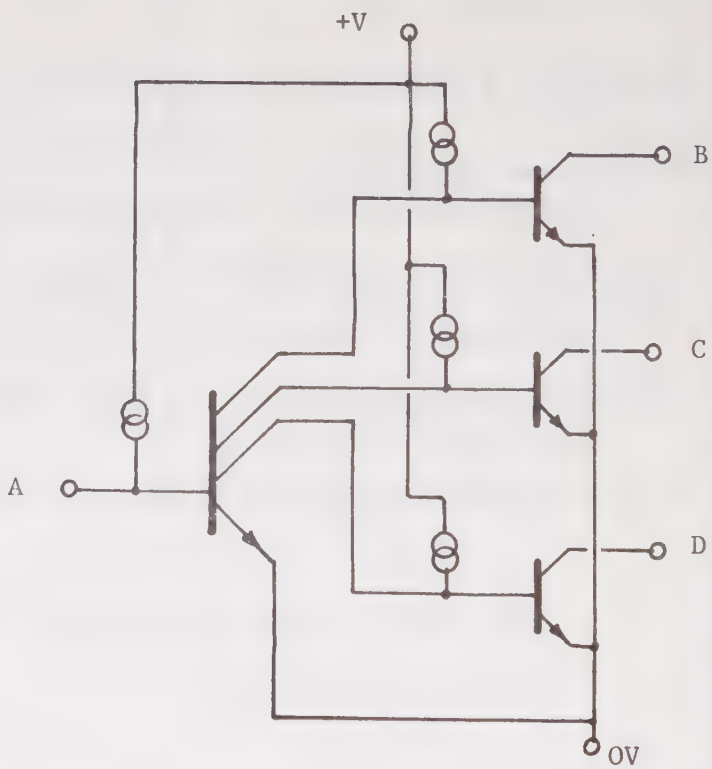


SCHEMA D'UNE PORTE TTL



SCHEMA D'UNE PORTE C-MOS





SCHEMA D'UNE PORTE I2L

F.III. APPLICATION AU CIRCUIT D'ALLUMAGE

F.III. 1. Tableau

Les données rassemblées dans le tableau précédent une fois appliquées aux caractéristiques du circuit à réaliser donnent les résultats suivants :

	Cahier des Charges	TTL	ECL	I^2L	C-MOS
Surface de cristal réalisable	Sr	10	10	15	25
Surface nécessaire	S ⩽ Sr	50	50	10	25
Puissance maxi dissipable par circuit	Pd.	1 W	1 W	1 W	1 W
Puissance dissipée	P ⩽ Pd	10 W	25 W	2 mW	0,5 W
Courant d'alimentation	I ⩽ 1A	2 A	5 A	0,2 mA	50 mA
Temps de calcul	t ⩽ 1ms	30 µs	3 µs	1 ms	300 µs

F.III. 2. Explications

Ces résultats nécessitent quelques explications.

En ce qui concerne la surface réalisable, pour les circuits rapides tels que TTL et ECL, la surface n'est pas limitée par le

savoir-faire technique mais par la puissance dissipée par le circuit. Il ne faut pas, en effet, que la température s'élève au dessus de 125°C. Ceci explique que les technologies à faible consommation permettent la réalisation de circuits beaucoup plus complexes.

La puissance dissipée par le circuit C-MOS est proportionnelle à la vitesse de fonctionnement et au nombre de portes qui commutent en même temps. La fréquence d'horloge choisie est ici de I MHz et la proportion de portes en fonctionnement de IO%.

Pour le calcul de l'intensité d'alimentation, les tensions de fonctionnement de $\ell' I^2L$ et du C-MOS ont été choisies égales à 10 volts.

La puissance dissipée par le circuit I^2L ne tient pas compte des interfaces d'entrée et de sortie du circuit qui consomment en général plus que la partie active. Mais de toutes façons, la consommation générale reste très faible.

F.III. 3. Conclusion

Un simple coup d'oeil au tableau ci-dessus suffit à éliminer d'office les technologies TTL et ECL. Le choix devient plus difficile dès lors qu'il faut choisir entre I^2L et C-MOS. L'immunité aux bruits devrait être le critère essentiel de ce choix mais le fonctionnement fondamentalement différent de ces deux circuits nécessite des mesures plus précises.

En effet, le C-MOS possède une très grande impédance d'entrée et les informations sont fournies par des tensions alors que l'I^2L a une faible impédance d'entrée et que les informations sont fournies par des courants. Leurs réactions dans un environnement électrique perturbé sont donc très différentes.

La technologie I^2L n'en étant, pour le moment, qu'à ses premiers pas, on ne peut pas encore trancher car elle est susceptible d'améliorations.

La concurrence entre ces deux technologies, pour les applications automobiles, ne fait donc que commencer.

G

CHAPITRE 6

ADAPTATION A UN MOTEUR

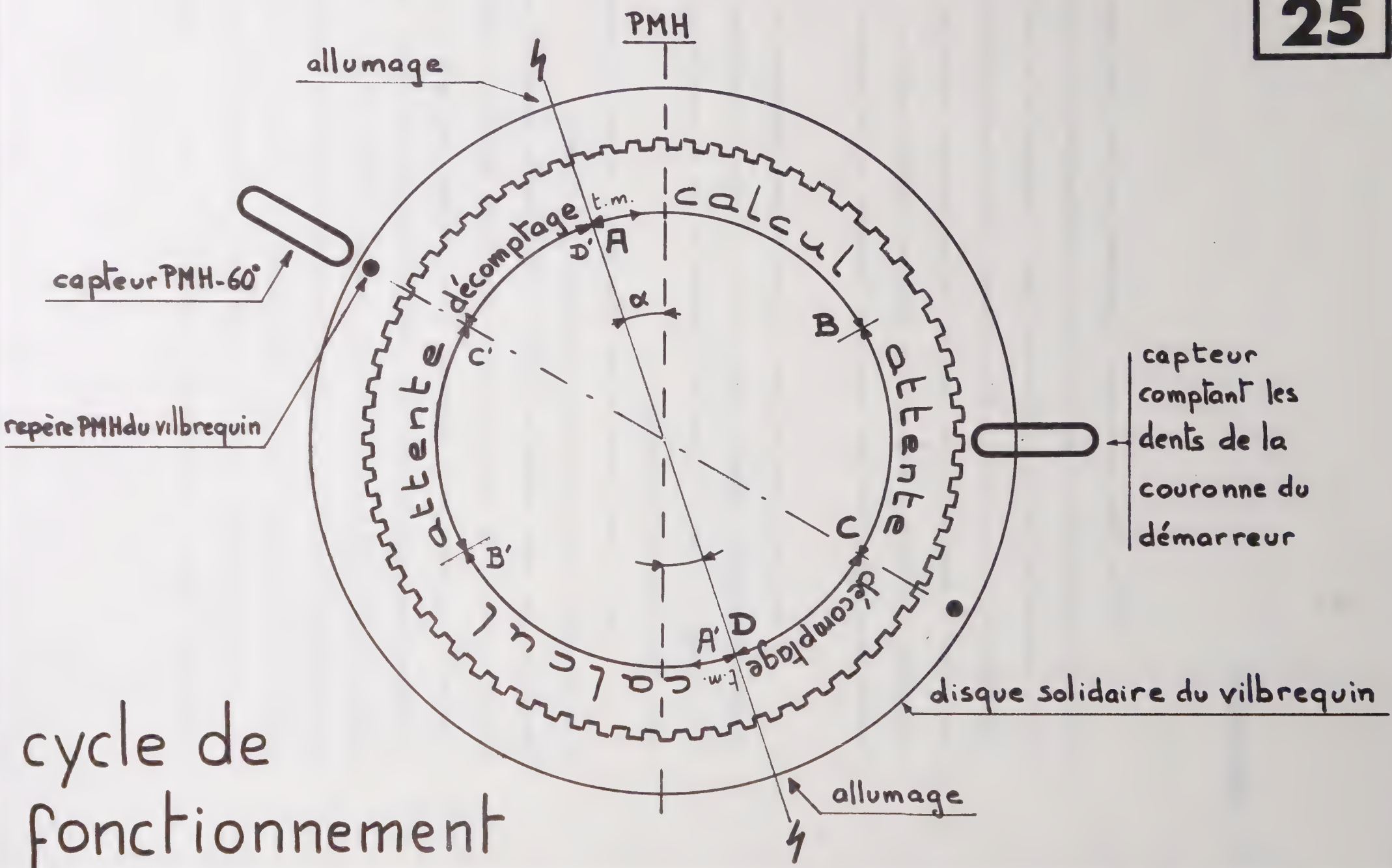
G.I. GENERALITES

Si les électroniciens l'ignorent parfois, les motoristes, eux,le savent bien, la pierre d'achoppement de l'électronique automobile réside précisément dans l'adaptation du matériel électronique à la mécanique d'un moteur. De nouveaux problèmes surgissent à chaque pas en avant et on est souvent contraint d'ajouter de nouveaux circuits au système existant pour le rendre compatible avec les grandeurs fournies par le moteur.

Pour se faire une idée claire du fonctionnement du système d'allumage commandé réalisé ici, il faut se reporter à la figure 25. Cette figure représente ce qui se produit au cours d'un tour de vilbrequin.

En un tour, dans le cas d'un moteur quatre cylindres, quatre temps, nous avons deux étincelles d'allumage.
Supposons que nous sommes au point A. L'étincelle vient de se produire. De A à B, après un léger temps mort destiné à éviter l'effet des parasites d'allumage, le calculateur calcule l'angle d'avance avec comme données la pression dans les tubulures d'admission et la vitesse au demi tour précédent. De B à C, le calculateur est en "stand by", l'angle d'avance calculé est mémorisé dans un registre. Au point C, correspondant au passage à soixante degrés avant le point mort haut (PMH -60°), un autre circuit commence à compter le nombre des dents de la couronne du démarreur

25



cycle de fonctionnement

qu'il voit défiler, et lorsque ce nombre, corrigé par un facteur de proportionnalité (cf GIII.3) est égal au complément à 60 degrés de la valeur mémorisée, l'étincelle d'allumage se produit.
Nous sommes au point D. Le signal de déclenchement de l'étincelle va également démarrer le calcul suivant. Le cycle se répète identiquement sur le deuxième demi-tour avec les étapes A', B', C' et D'.

La figure 26 montre le synoptique du système complet utilisé pour obtenir le cycle que nous venons de voir. On reconnait au centre le calculateur qui a été décrit précédemment. Mais le fonctionnement de ce calculateur nécessite un certain nombre de capteurs et de circuits annexes. Ce chapitre a pour but de montrer comment ces circuits rendent le système compatible avec la mécanique automobile.

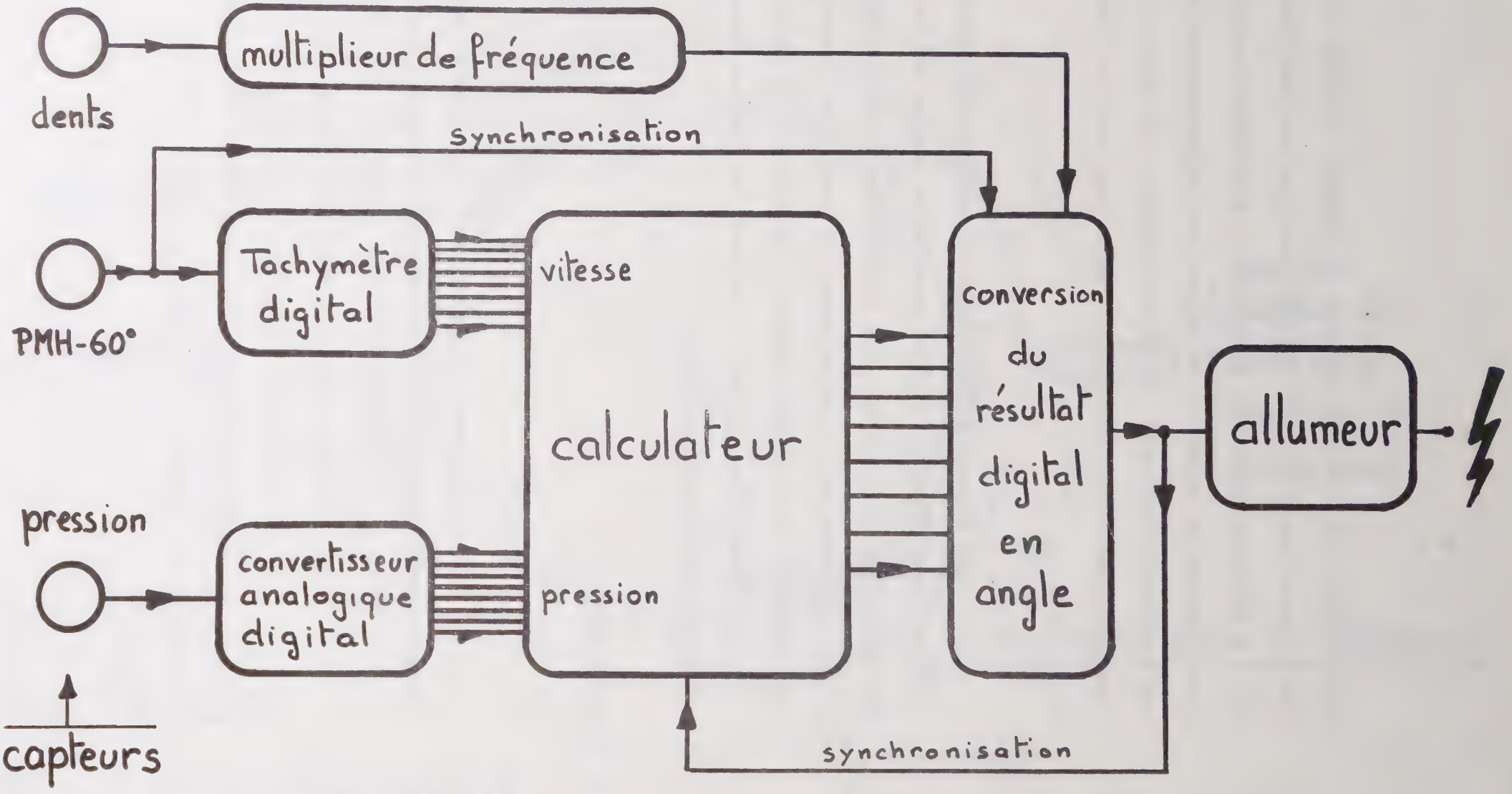
G.II. LES CAPTEURS

Nous avons vu aux chapitres précédents que le fonctionnement du calculateur nécessitait trois informations :

- la dépression dans les tubulures d'admission
- l'instant de passage au point PMH -60°
- le nombre de dents de la couronne du démarreur qui passent pendant la mesure de l'angle d'avance.

Les capteurs utilisés pour prendre ces informations sont les suivants.

SYNOPTIQUE du SYSTEME



G.II. 1. Capteur de pression

La dépression dans les tubulures d'admission varie approximativement de zéro à cinq cent millimètres de mercure, c'est à dire que la pression absolue décroît depuis une atmosphère jusqu'à 250 mmHg.

En effet, lorsque le moteur est au ralenti ou en décélération, le papillon du carburateur est fermé. Le moteur fonctionne en pompe à vide et la dépression est maximale. Lorsque le moteur est en pleine charge, le papillon est ouvert au maximum et la dépression est pratiquement nulle. Entre ces deux bornes, l'information doit être mise sous la forme d'une tension variant linéairement de 0 à 5 volts.

Le capteur qui a été utilisé pour traduire cette pression en grandeur électrique est un capteur de pression relative à jauges de contrainte* . Il comporte quatre jauges déposées sur une membrane et montées en pont de Wheatstone. Le schéma de l'électronique analogique associée au capteur est donné figure 27.
Les transistors T1 et T2 sont montés en miroir de courant de même que T3 et T4. Le courant qui traverse T1 est le même que celui qui traverse T3. Le courant qui traverse T4 est donc le même que celui qui traverse T2.

Le capteur de pression est donc monté entre ces deux générateurs de courants égaux de façon à ce qu'ils alimentent une diagonale du pont. La différence de tension observée sur

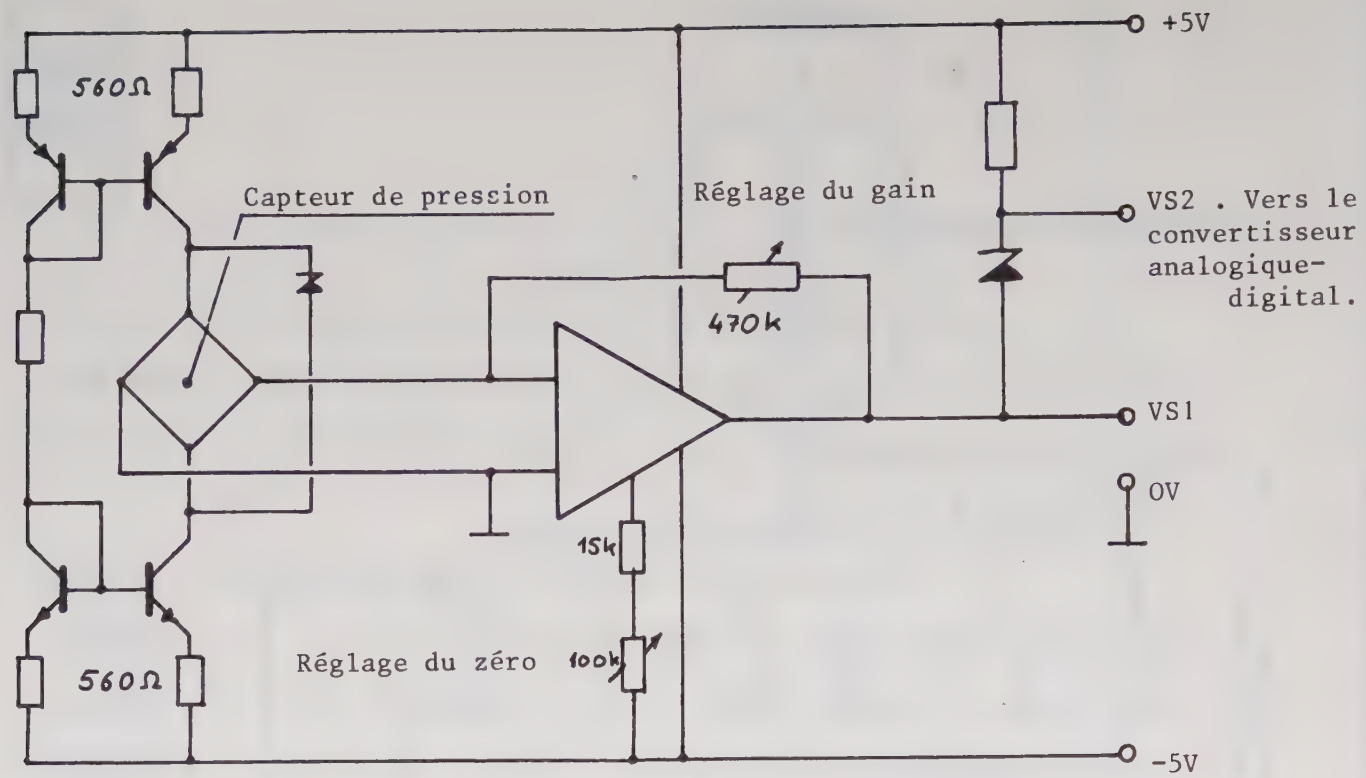


FIGURE 27 - AMPLIFICATEUR CONTINU POUR CAPTEUR DE PRESSION

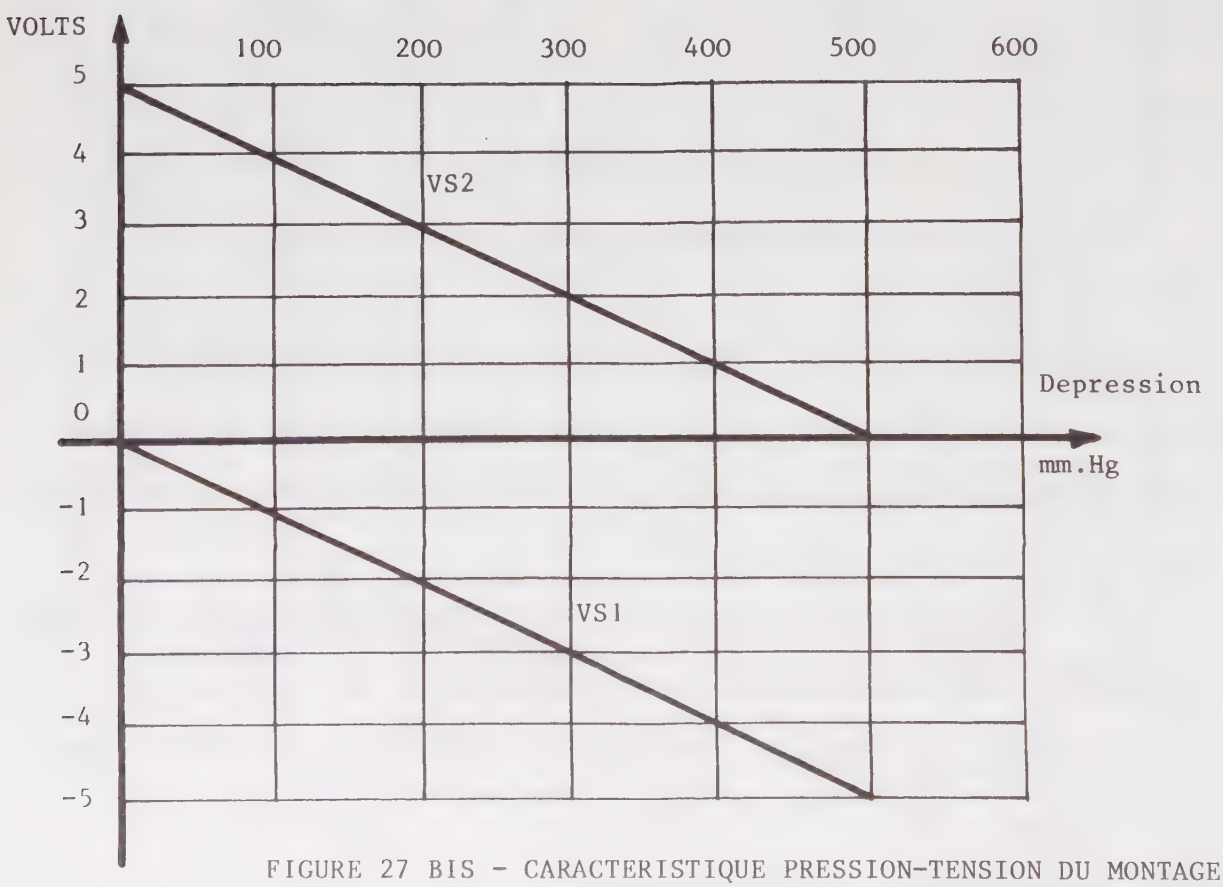


FIGURE 27 BIS - CARACTERISTIQUE PRESSION-TENSION DU MONTAGE CI-DESSUS.

l'autre diagonale traduit le déséquilibre de ce pont.

Un amplificateur différentiel TCA520 se charge d'amplifier cette différence. Son gain est réglé par le potentiomètre de 470 kΩ de façon à ce que l'excursion de tension soit de 5 volts entre zéro et cinq cent millimètre de mercure de dépression.

La diode zener D2, polarisée par R8, sert à effectuer le décalage de tension qui permet d'obtenir la caractéristique de sortie donnée figure 27bis.

Le capteur, constitué d'un petit cube en epoxy, est monté directement sur l'un des circuits imprimés du calculateur et relié au moteur par un tuyau souple. Ce tuyau intègre un peu les variations de pression que l'on observe au cours d'un cycle du moteur. Une ondulation résiduelle subsiste tout de même sur le signal électrique car ce capteur a un temps de réponse très court en regard de la vitesse du moteur. Cette ondulation, qui représentait sur la maquette 5% de la valeur du signal, est facilement supprimée grâce à un simple filtre R.C.
Nous verrons plus loin (G.III.1) comment l'information analogique est transformée en nombre digital.

G.II. 2. Capteur de position

Ce capteur doit fournir une impulsion au moment du passage au point situé soixante degrés avant le point mort haut. La détection se fait au passage d'un boulon en acier porté par

un disque lui-même fixé en bout d'arbre moteur. L'information fournie par ce capteur a une double utilité : la première est de permettre la mesure de la vitesse moyenne du moteur à chaque demi tour et la seconde de synchroniser le calculateur et le moteur. En effet cette information est la seule qui donne la position des pistons dans le moteur et donc détermine l'instant d'allumage.

Le capteur utilisé pour recueillir cette information est un capteur à effet Hall, c'est à dire qu'il est sensible aux champs magnétiques. Un aimant placé à l'intérieur du capteur lui permet de détecter le passage d'un quelconque objet en acier.

L'utilisation des informations fournies par ce capteur fera l'objet d'un paragraphe ultérieur.

G.II. 3. Capteur d'angle

L'information angulaire est obtenue en comptant les dents de la couronne du démarreur (fig 25).

Sur un moteur tel que le 204 Peugeot, cette couronne compte 121 dents. La fréquence minimale du signal sera donc 120 Hertz au moment du démarrage.

Un capteur capable de lire cette fréquence est obtenu très simplement en plaçant une bobine devant un aimant. Les variations de flux dans la bobine dues au passage des dents créent

un signal $e = - \frac{d\phi}{dr}$ facilement exploitable. L'amplitude de ce signal dépend de la vitesse mais un écreteur permet de rendre cette information utilisable.

3.II. 4. Implantation

On pourrait croire, à la lecture des paragraphes précédents, que la mise en oeuvre de ces capteurs n'a pas posé de problèmes. En fait ils avaient été mis au point spécialement pour cette utilisation et leurs caractéristiques, tant au point de vue mécanique qu'au point de vue électrique avaient été optimisées.

Le principal problème a cependant été l'implantation de ces capteurs sur le moteur car la détection de pièces mobiles se heurte toujours à des problèmes de jeux, de vibrations et de sensibilité.

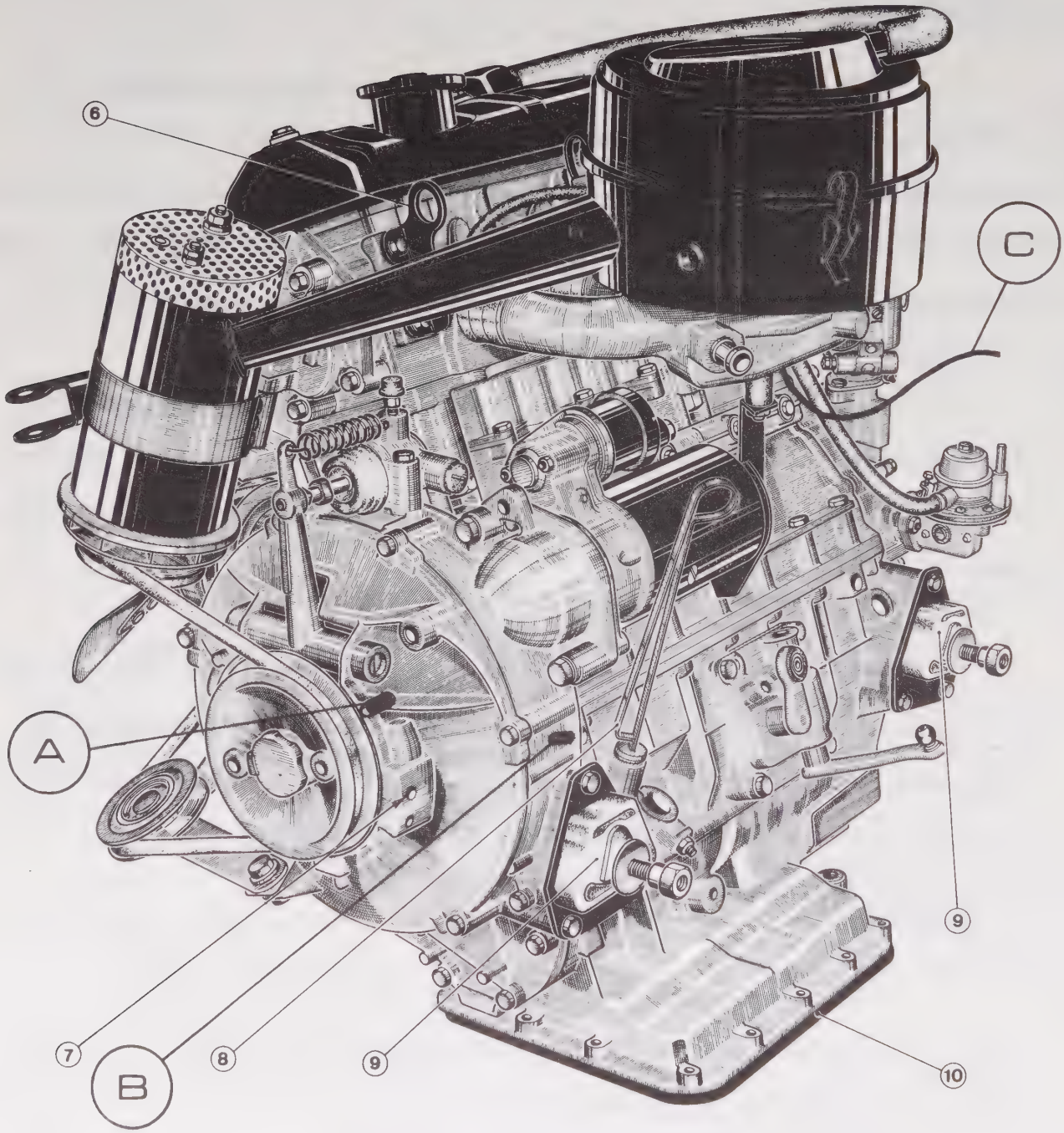
Ces capteurs fournissent leurs informations sous forme de courant et non de tension, ce qui permet de s'affranchir de nombreux problèmes de parasites. Mais pour plus de détails sur ces capteurs on se reportera à la littérature qui leur est consacrée (K6, K23).

Le dessin ci-contre représente une vue du moteur avec la position des trois capteurs tels qu'ils ont été montés pour les essais de la maquette.

VUE DU BLOC MOTEUR 204 MONTRANT LA POSITION DES CAPTEURS

A : Capteur de position.
B : Capteur comptant les dents de la couronne.
C : Prise de pression dans les tubulures d'admission.

VUE 3/4 AR GAUCHE



6 - Pattes d'accrochage du groupe motopropulseur
7 - Emplacement de la pige de réglage de l'avance à l'allumage
8 - Jauge d'huile
9 - Cales caoutchouc des supports AR du groupe motopropulseur
10 - Carter inférieur.

G.III. LES INTERFACES

Entre les capteurs et le calculateur se placent un certain nombre de circuits qui ont pour but de transformer les informations fournies par ces capteurs en nombres digitaux qui sont une image de ces informations compréhensible par le calculateur.

G.III. 1. Interface pression : le convertisseur analogique - digital

La partie purement analogique de la chaine de traitement de la pression fournit une tension continue variant linéairement de 0 à 5 volts.

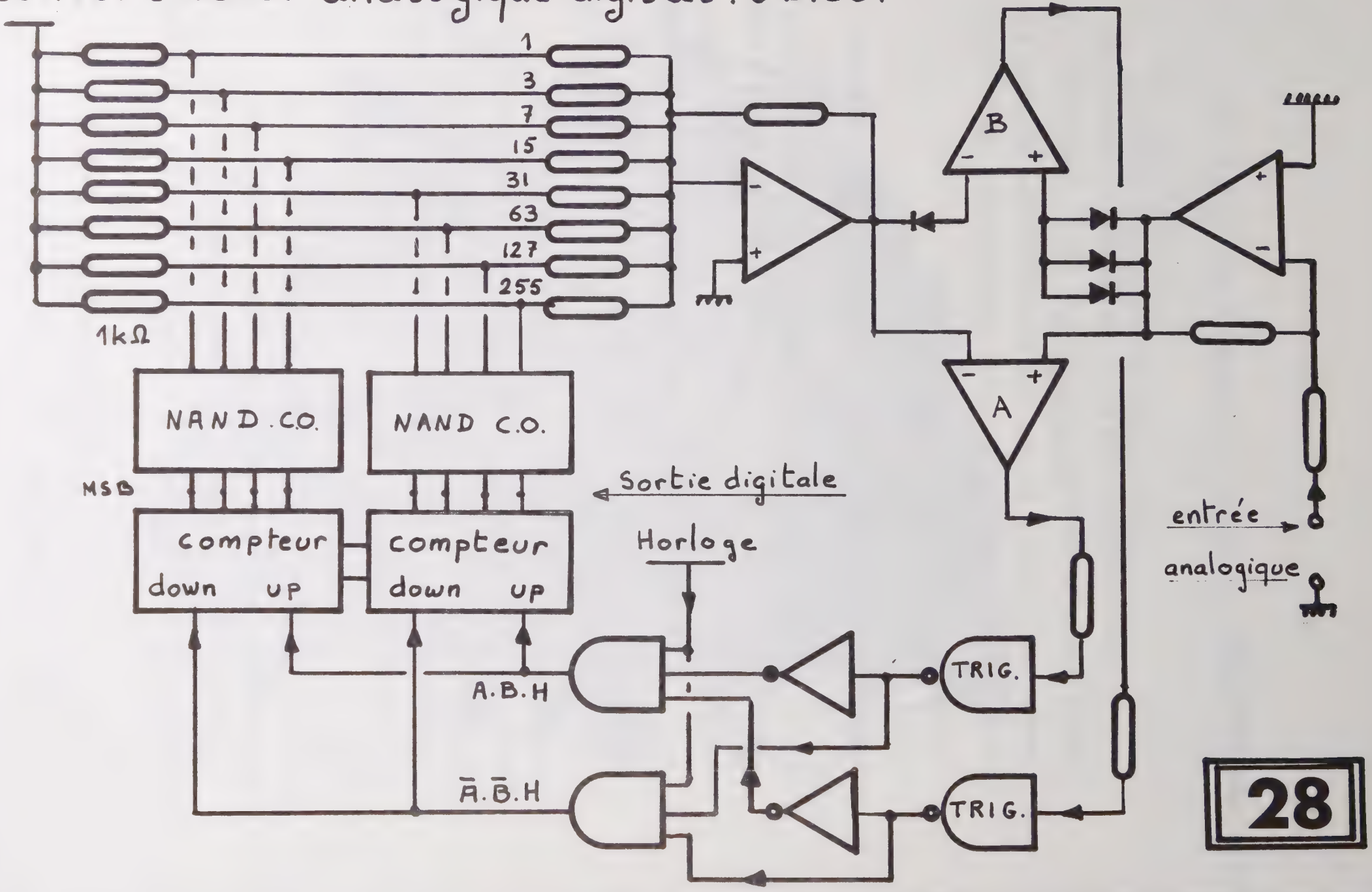
Il s'agit de transformer cette tension en un nombre digital de 8 bits.

L'appareil utilisé pour cela est un convertisseur analogique digital dont le schéma est donné figure 28.

Ce convertisseur possède une caractéristique particulière : la valeur digitale suit la valeur analogique de façon continuelle au lieu d'être, comme c'est le cas le plus souvent, recalculée à chaque cycle en partant de zéro.

Le principe de ce convertisseur est simple :
Un compteur décompteur fournit une valeur numérique qui est transformée en valeur analogique par un réseau de résistances de valeur 1, 2, 4, 8 etc... La valeur analogique ainsi obtenue est

convertisseur analogique-digital . 8 bits.



comparée à la valeur à convertir et le signe de la comparaison commande au compteur de monter ou de descendre. Lorsque les deux valeurs analogiques sont égales le compteur s'arrête. La valeur numérique recherchée est présente sur les sorties du compteur.

Pour éviter que le convertisseur oscille autour de la valeur exacte, on utilise un deuxième comparateur décalé en tension de l'équivalent du bit de poids le plus faible.
Ici cela représente

$$\Delta V = \frac{5}{256} = 20 \text{ millivolts}$$

Ce n'est que lorsque les deux comparateurs ont la même valeur que le compteur est activé. Ainsi lorsque la différence entre les deux valeurs comparées est inférieure à 20 mV, les deux comparateurs ont des valeurs opposées et le convertisseur s'arrête.

Le décalage de 20 mV est obtenu grâce aux diodes qui sont mises en série avec les entrées du comparateur B.
En effet, la tension aux bornes d'une diode est de la forme

$$U = Uo \text{ Log } \frac{I}{Io}$$

Si on divise l'intensité qui la traverse par 2, en en mettant deux identiques en parallèle, la tension deviendra

$$U' = Uo \text{ Log } \frac{I}{2\ Io}$$

$$U' = Uo \left(\text{Log } \frac{I}{Io} - \text{Log } 2\right)$$

$$U' = U - Uo \text{ Log } 2$$

d'où $\Delta U = Uo \text{ Log } 2$

La constante Uo dépend de la nature du semi conducteur, de la surface du cristal et de la température mais ici les courants sont très faibles et la dérive due à la température reste faible. L'intérêt du principe réside dans le fait que l'écart de tension ne dépend pas de l'intensité qui traverse les diodes, du moment qu'elle est identique de part et d'autre.

Les diodes utilisées sont du type BAV 10 et leur caractéristique est donnée figure 29.
Les deux courbes tracées sont celles d'une diode seule et de deux diodes en parallèle.

L'écart de tension, à intensité constante, vaut

$$Uo \text{ Log } 2 = 40 \text{ mV}$$

d'où $$Uo = 120 \text{ mV à } 25°C$$

Pour obtenir un écart ΔV de 20 mV entre les deux branches, il faut donc utiliser n_1 diodes sur l'une des branches et n_2 sur l'autre avec

$$\text{Log } \frac{n_1}{n_2} = \frac{\Delta V}{Uo} = \frac{20}{120}$$

d'où $$\frac{n_1}{n_2} = \frac{3}{2}$$

On choisit $n_1 = 3$ et $n_2 = 2$

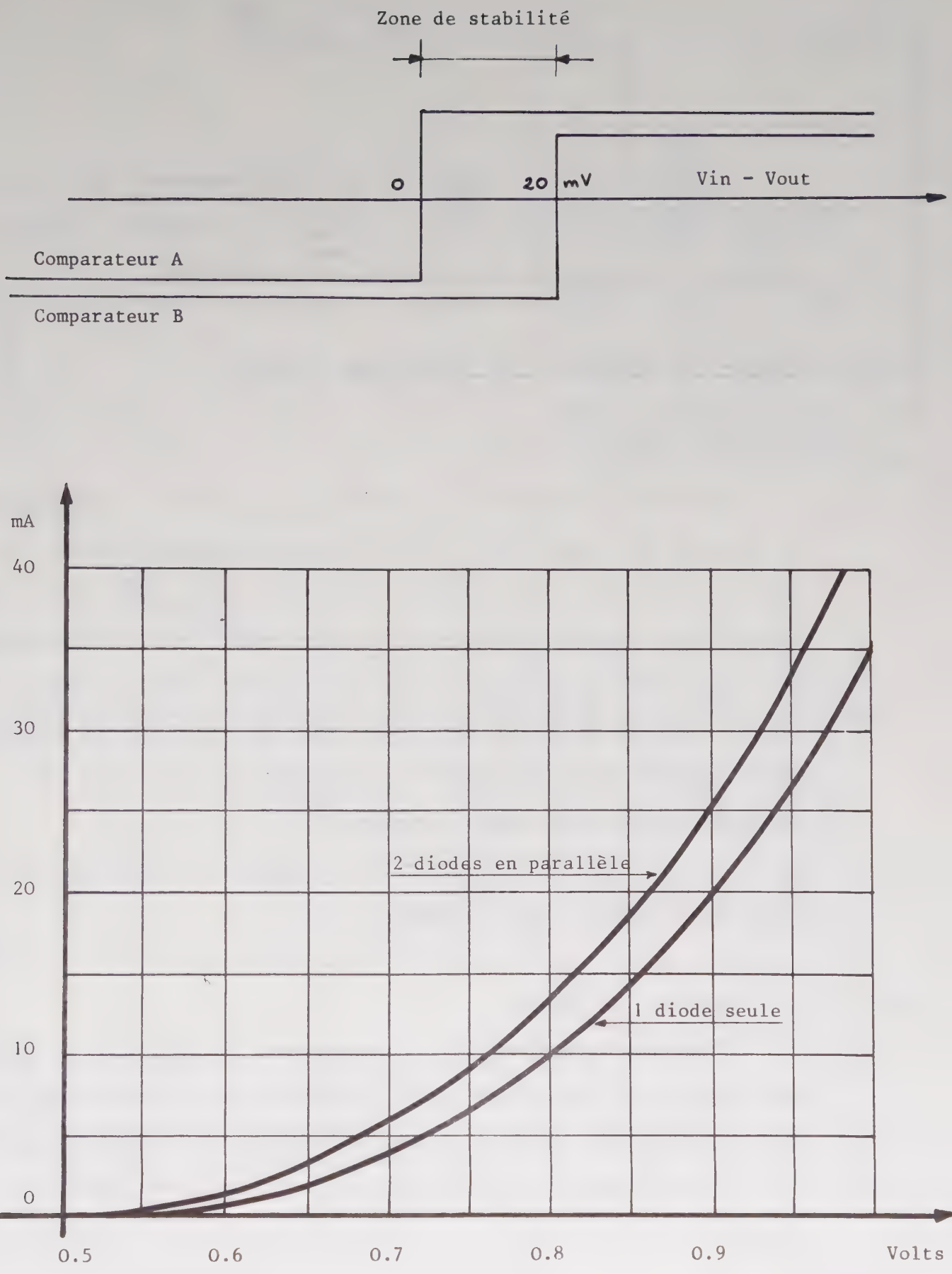


FIGURE 29 - CARACTERISTIQUES DES DIODES DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-DIGITAL

La figure 29 illustre également le fonctionnement des comparateurs lorsque les tensions analogiques se croisent. On remarque au centre la zone de stabilité du convertisseur.

G.III. 2. Interface vitesse : Le tachymètre digital

G.III. 2.1 - Présentation

La seule information permettant de calculer correctement la vitesse du moteur est l'impulsion de synchronisation. En effet, cette vitesse fluctue au cours d'un tour donc on ne peut pas la calculer de façon instantanée. D'autre part, vu les accélérations que peut subir un moteur, cette vitesse doit être calculée à chaque tour et de façon synchrone avec la rotation du moteur. Ceci interdit donc également le comptage des dents de la couronne pendant un temps constant.
La seule méthode valable consiste à mesurer la période de rotation et à calculer son inverse.

G.III. 2.2 - Principe de calcul

L'information fournie par le capteur se compose de deux impulsions par tour de moteur. Le calcul doit s'effectuer entre chaque impulsion. Pour faciliter l'exposé, on supposera qu'il n'y a qu'une impulsion par tour. Le résultat sera corrigé ensuite.

Le principe de la méthode utilisée dérive d'un circuit analogique simple tel que celui représenté ci-contre (fig 40).

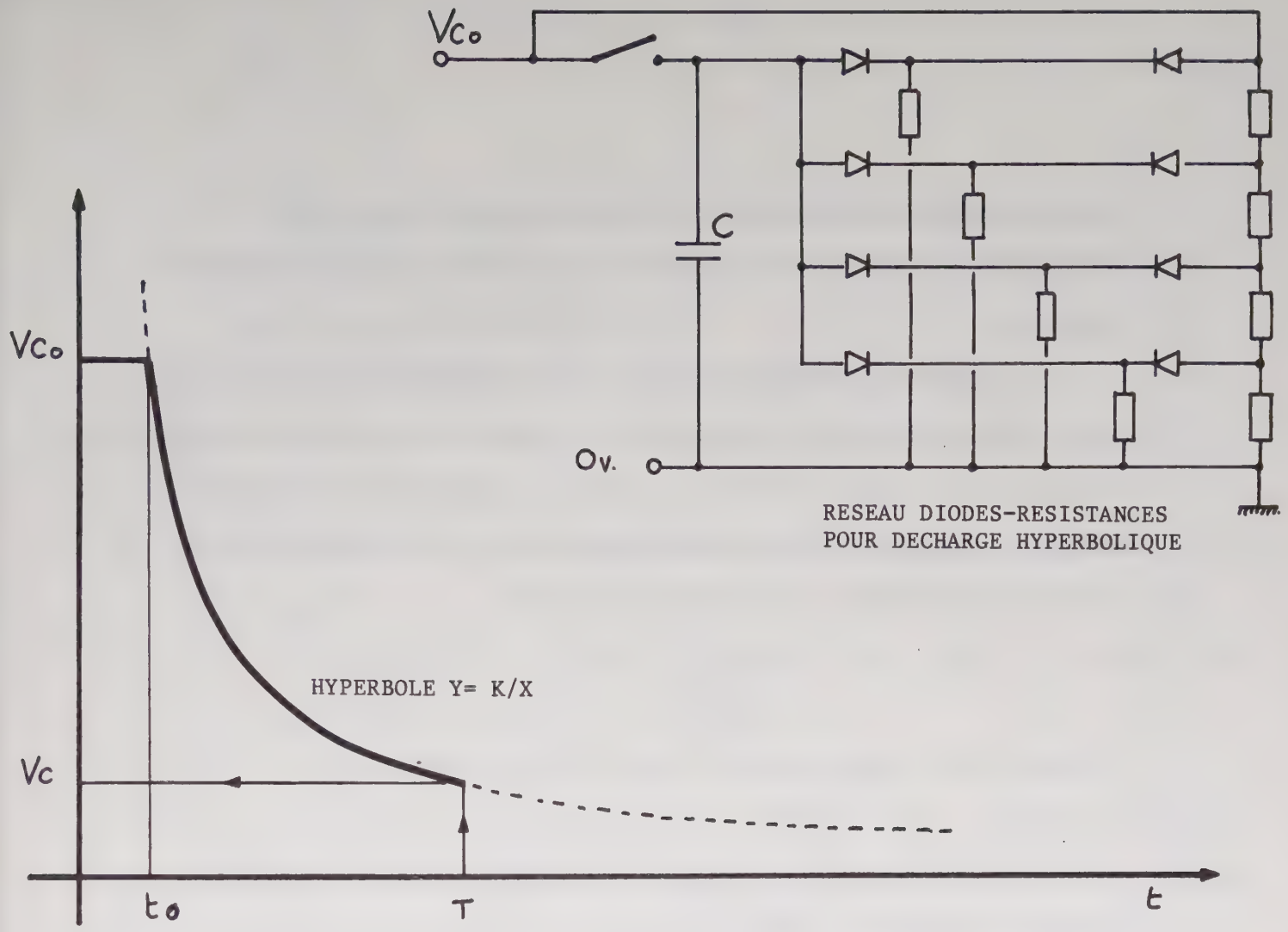


FIGURE 40

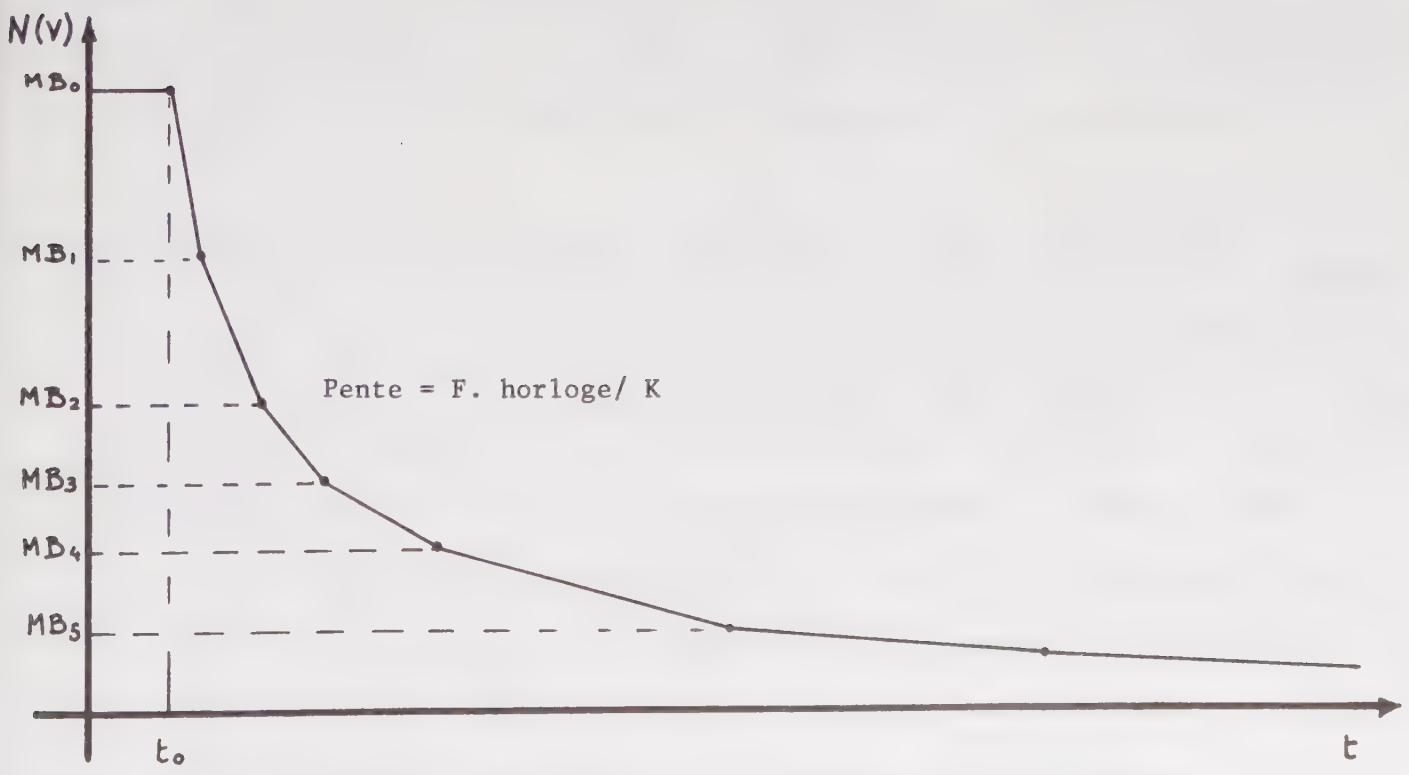


FIGURE 41- APPROXIMATION DE L'HYPERBOLE PAR DES SEGMENTS DE DROITE

Considérons un condensateur C chargé à une tension VCo. L'origine des temps est donnée par le début de la période à mesurer.

A partir de cette origine, on maintient la tension VC constante pendant un intervalle de temps to égal à la plus petite période du signal à mesurer, puis on décharge C à travers un réseau de diodes et de résistances conçu de façon à ce que la courbe de décharge soit une hyperbole

$$y = \frac{k}{x}$$

obtenue par juxtaposition d'arcs d'exponentielle.

A la fin de la période T du signal, on échantillonne la tension résiduelle VC sur le condensateur, tension qui est alors égale à $\frac{k}{T}$.

On en tire VC = k . F si F est la fréquence du signal de période T. La tension VC est bien proportionnelle à la fréquence du signal et cette valeur a été obtenue en une seule période.

Le problème qui se pose alors est de transposer ce principe en vue d'une utilisation numérique.

Le condensateur est remplacé par un compteur - décompteur dont la valeur de charge initiale est l'homologue de VCo, et le réseau diodes - résistances est remplacé par une mémoire morte qui programme l'horloge de décomptage de façon à ce que le compteur décompte hyperboliquement.

Le montage comporte cinq parties (fig 30bis) :

- deux mémoires PROM qui fournissent deux mots MA et MB pour chaque valeur de l'adresse.
- un compteur D qui peut être initialisé par MA

Ces deux circuits jouent le rôle du réseau diodes - résistances du montage analogique.

- un compteur V qui décompte au rythme des cycles effectués par D. Ce circuit joue le rôle du condensateur du montage analogique.
- un comparateur qui signale l'égalité entre MB et la valeur de V.
- un compteur C qui adresse la mémoire.

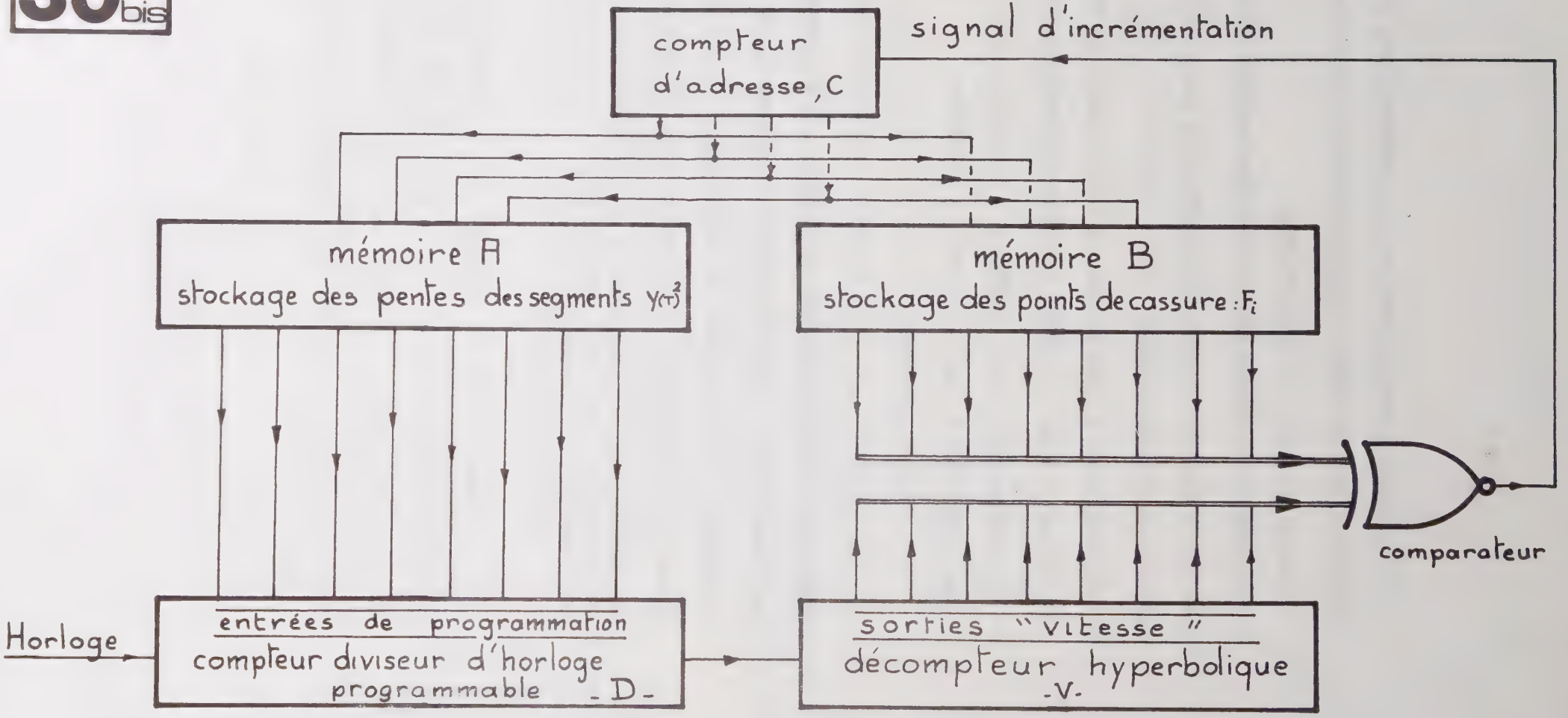
La courbe que l'on cherche à obtenir est donnée ci-contre (fig 41). L'abscisse est le temps et l'ordonnée la valeur contenue dans V. La pente de chaque segment de droite est proportionnelle à la vitesse de décomptage de V. Cette vitesse de décomptage variable est obtenue par division de la fréquence d'horloge par le compteur D qui fonctionne alors en diviseur programmable programmé par MA.

Le compteur D va diviser la fréquence de l'horloge par un facteur K différent à chaque fois que la valeur du mot mémoire MA changera. Comme le compteur V se décharge de 1 unité à chaque cycle de A, il va décompter d'autant moins vite que K sera plus grand.

Lorsque la valeur de V est égale à MB, (aux points F1, F2, F3...) le comparateur fournit un signal qui augmente d'une unité

Tachymètre digital _ Schéma synoptique

30 bis



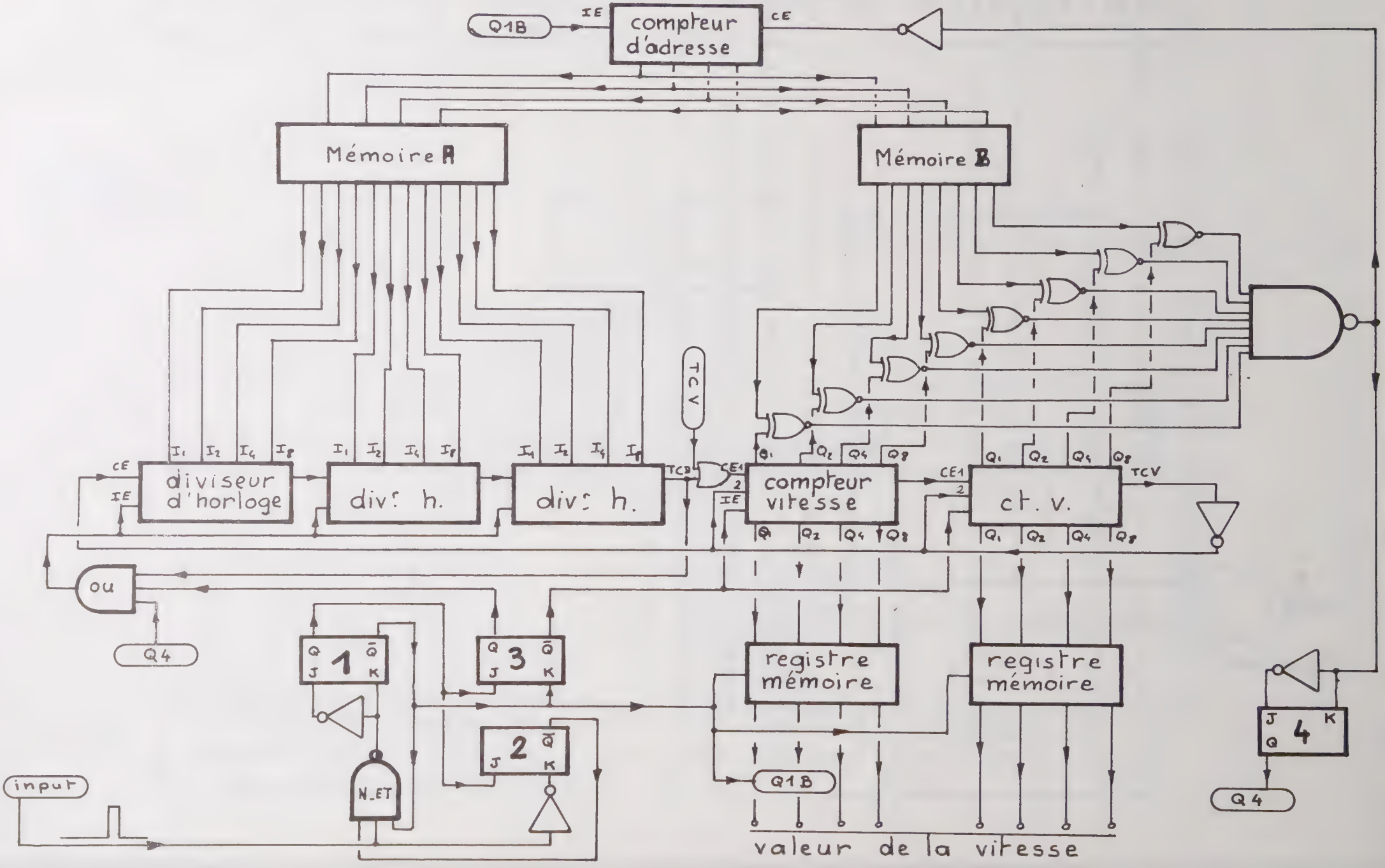
la valeur de l'adresse des mémoires. Les mots MA et MB qui apparaîssent alors représentent la nouvelle pente de décroissance de V et le prochain point de changement de pente.

A la fin de la période, il suffit d'enregistrer la valeur de V qui est précisément égale à la vitesse cherchée.

G.III. 2.3 - Fonctionnement

On se reportera au schéma de la figure 38.
La variable TOP qui délimite la période à mesurer est obtenue en synchronisant le créneau fourni par le capteur avec l'horloge interne du tachymètre. Les bascules 1 et 2, bouclées par une porte NAND comme sur le schéma de la figure 38 permettent cette synchronisation.

Tachymetre digital _ schéma complet



La bascule n° 3 va créer la variable Q3 décalée d'un coup d'horloge par rapport à TOP. Ces deux impulsions vont servir, l'une (TOP) à charger le contenu du compteur vitesse V dans les registres de mémoire et à remettre à zéro le compteur d'adresse, l'autre (Q3) à remettre à zéro le compteur V et à charger D avec la valeur MAo apparue au coup d'horloge précédent.

La valeur MAo a été calculée de façon à ce que le premier cycle de D dure exactement to (fig 30).

Au bout du temps to la retenue de D (TC) apparaît. Le compteur V décompte d'une unité.

La première valeur de MB est précisément

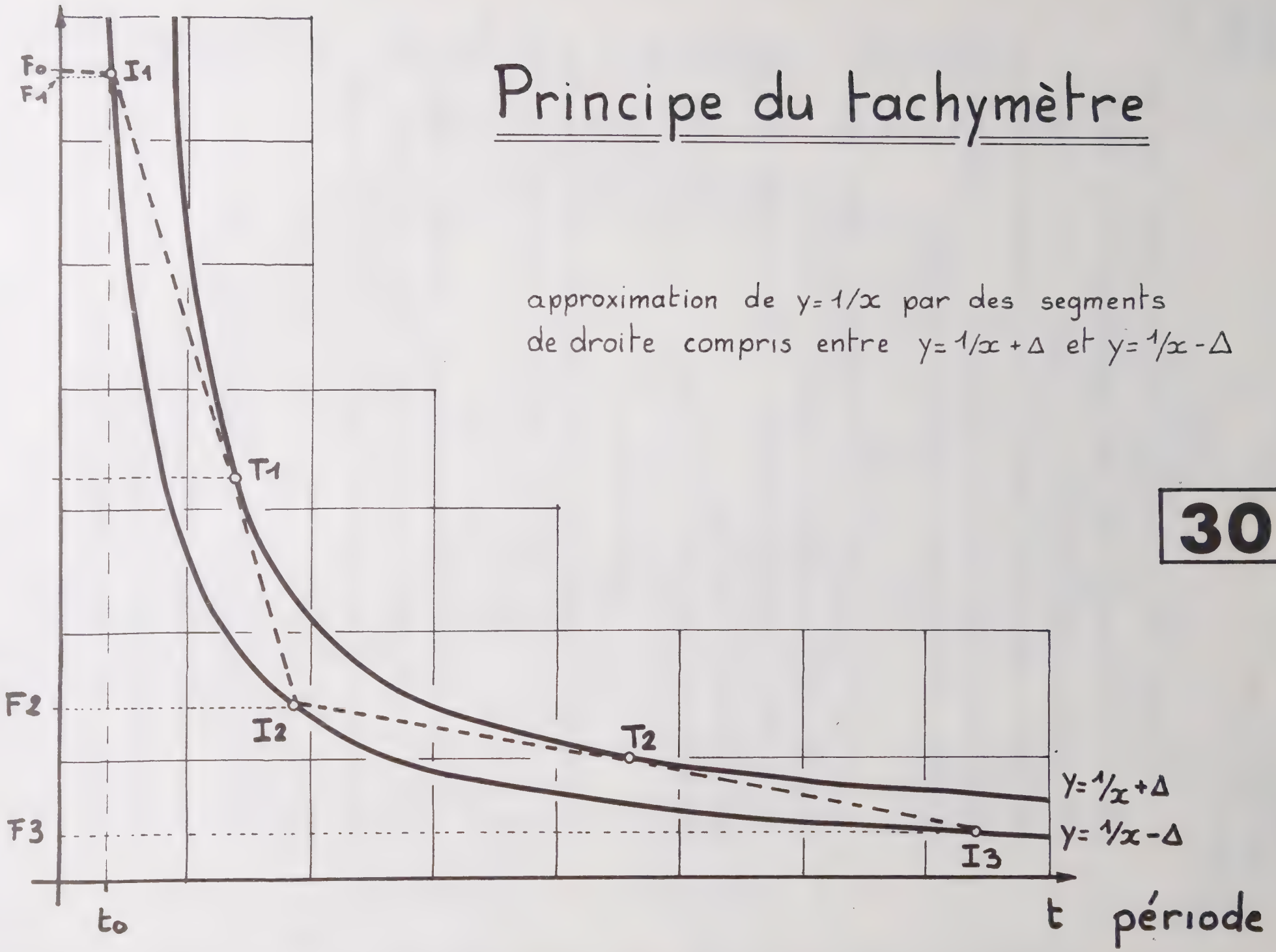
$$MBo = Vmax - 1$$

Le comparateur signale donc V = MB ce qui fait passer l'adresse des mémoires à 1 et change les valeurs MAo et MBo en MA_1 et MB_1.

La valeur MA_1 représente le nombre K par lequel il faut diviser la fréquence de l'horloge pour obtenir la pente du premier segment de droite. La valeur MB1 est celle du prochain point F_2 où la pente va changer.

Le compteur V se met à décompter à une vitesse égale à la fréquence de l'horloge divisée par K. Lorsque la valeur de V atteint F2 le compteur d'adresse C passe à 2 et il apparaît en sortie des mémoires les valeurs MA_2 et MB_2.

Principe du tachymètre



approximation de $y = 1/x$ par des segments de droite compris entre $y = 1/x + \Delta$ et $y = 1/x - \Delta$

30

Ce processus se répète jusqu'à la fin de la période T du signal à mesurer où l'apparition de l'impulsion de référence TOP provoque le stockage du résultat et le redémarrage du cycle.

G.III. 2.4 - Application

Le tachymètre décrit ici peut mesurer la vitesse de rotation du moteur avec une précision de $\pm$ 0,5 %.

Cette vitesse va de 60 tours par minute à 7000 tours par minute au maximum. Ceci correspond à une gamme de fréquence de 1 Hz à 117 Hz.

Pour plus de commodité on prendra comme limite I28 Hz ce qui correspond à 7680 tours par minute.
En codant cette vitesse par un nombre de 8 bits, on aura 256 points de mesure sur la pleine échelle soit une résolution de 0,5 Hz (0,4% de la pleine échelle).

La courbe obtenue par la juxtaposition des segments de droite doit approcher l'hyperbole exacte à $\pm$ 0,5 %.

Soit 2Δ la valeur de l'écart. La courbe que l'on cherche devra toujours être comprise entre les deux hyperboles

$$y = \frac{1}{x} + \Delta \qquad \text{(fig. 30)}$$

et $$y = \frac{1}{x} - \Delta$$

Pour que le nombre de segments soit minimum, il faut que chaque segment soit tangent à l'hyperbole supérieure et délimité par ses intersections avec l'hyperbole inférieure.

Les points de tangence ont pour coordonnées XT et YT, les points d'intersection XI et YI.

L'équation de la tangente à $y = \frac{1}{x} + \Delta$ au point XT, YT est :

$$y = -\frac{1}{XT^2}\,x + \frac{2}{XT} + \Delta$$

L'intersection de cette droite avec l'hyperbole inférieure $y = \frac{1}{x} - \Delta$ donne comme solution :

$$XI = XT\,(1 + \Delta \,.\, XT \pm \sqrt{2\Delta \,.\, XT + \Delta^2\, XT^2})$$

En partant du XI minimum (celui qui correspond à la fréquence maximum), seule la série croissante nous intéresse, c'est à dire celle qui correspond à la solution avec le signe +.

En écrivant que la tangente à l'hyperbole supérieure passe par XI et YI on obtient :

$$\frac{2}{XT} + \Delta = YI + \frac{XI}{XT^2}$$

$$\text{d'où} \quad XT = XI\,\frac{1 + 2\sqrt{XI\,.\,\Delta}}{1 - 2\,XI\,.\,\Delta}$$

Pour avoir un écart constant en pourcentage, on pose

$$\Delta = \varepsilon \,.\, YI$$

Les formules se simplifient alors et deviennent :

$$\begin{cases} XTn = XIn \dfrac{1 + \sqrt{2\varepsilon}}{1 - 2\varepsilon} \\ XIn + 1 = \dfrac{(XT_1)^2}{XIn} \end{cases}$$

La série définie par ces deux formules et initialisée par

$$XI_1 = \frac{1}{(1 + \varepsilon) \cdot FMAX}$$

permet de trouver tous les points cherchés.
Les MB sont égaux aux YI et les MA aux pentes $\frac{1}{XT^2}$.

Pour faciliter le calcul de la série, un programme d'ordinateur a été réalisé dont on trouvera plus loin le listing et un exemple de fonctionnement.

Les données à fournir sont les fréquences maximum et minimum, la valeur de l'écart ε et la résolution. Le programme donne alors le nombre de segments, la fréquence de l'horloge mère, les points extrêmes de chaque segments et le facteur K par lequel il faut diviser l'horloge pour obtenir la pente désirée pour le segment en question.

Comme ces facteurs ne peuvent être qu'entiers, un algorythme simple permet au programme de ne choisir que des pentes dont la valeur est un nombre entier de fois plus faible que la première.

On remarque sur les résultats du programme que la précision théorique des derniers segments est illusoire puisque la résolution n'est que de 0,5 Hz. Mais ceci est sans importance car la vitesse n'a besoin d'être connue avec précision qu'à partir de 10 Hz, ce qui représente une fréquence minimale de ralenti (600 tours/mn).

Les résultats obtenus ont ensuite présidé au codage des mémoires A et B du montage de la figure 38. Une mesure de vérification, effectuée à l'aide d'un fréquencemètre du commerce et d'un générateur BF a permis de vérifier l'exactitude du procédé. Le relevé de quelques unes de ces mesures est consigné ci-après.

Fréquence injectée	Fréquence mesurée
127	126,5
100	100
85	84
50	50
20	19,5
10	9,5
5	4,5
2	2

Remarque : pour retrouver la fréquence exacte de rotation, compte tenu du fait qu'il y a 2 informations TOP par tour et non une, il suffit de diviser le résultat par 2 ou, plus simplement, pour ne pas perdre de précision, de multiplier la fréquence de l'horloge par 2, toutes choses égales par ailleurs.

PROGRAMME D'APPROXIMATION D'UNE HYPERBOLE PAR DES SEGMENTS DE DROITE

```
0010        REAL K,KI,KE,KZ
0020        INTEGER U
0030        DIMENSION KI(100),KE(100) ,YL(100)
0040        DIMENSION XT(100), YT(100), XI(100),YI(100),K(100),P(100)
0050        FMAX=128.
0060        FMIN=1.
0070        RE=0.5
0080        EPS=0.005
0090        YI(1)=FMAX-RE
0100        XI(1)=1/(FMAX*(1+EPS))
0110        N=1
0120        XT(N)=XI(N)*(1+(2*EPS)**.5)/(1-2*EPS)
0130        YT(N)=(1+EPS)/XT(N)
0140        XI(2)=XT(1)**2/XI(1)
0150        YI(2)=(1-EPS)/XI(2)
0155        YL(1)=YI(2)
0160        L=1
0170        K(1)=1
0180        KI(1)=1
0190 40     N=2
0200        KE(1)=L
0210 30     XT(N)=XI(N)*(1+(2*EPS)**.5)/(1-2*EPS)
0220        YT(N)=(1+EPS)/XT(N)
0230        K(N)=(XT(N)/XT(1))**2
0240        IK=L*K(N)
0250        KI(N)=IK/L
0260        P(N)=1/(XT(1)**2*KI(N))
0270        IF (P(N)-1/XI(N)**2) 50,60,60
0280 60     L=L+1
0290        IF (L-10) 40,10,10
0300 50     XI(N+1)=1/(P(N)*XI(N))
0310        YI(N+1)=(1-EPS)/XI(N+1)
0320        YL(N)=YI(N+1)
0330        KE(N)=L*KI(N)
0340        U=N
0350        N=N+1
0360        IF(YI(N).LE.FMIN) GO TO 10
0370        GO TO 30
0380 10     F=L*YT(1)**2/RE
0390        KZ=L*F/(FMAX-RE)
0400        CEPS=100*EPS
0410        NI=U+1
0420        NU=U
0430        WRITE (6,200)
0440 200    FORMAT (' APPROXIMATION DE Y=1/X PAR SEGMENTS DE DROITE',/)
0450        WRITE (6,201) (FMAX,FMIN,J)
0460 201    FORMAT (' DE Y=',F8.2,'  A  Y=  ',F8.2,'  EN  ',I3,' SEGMENTS')
0470        WRITE (6,301) CEPS
0480 301    FORMAT (' A PLUS OU MOINS ',F5.2,' POUR CENT')
0490        WRITE (6,300) RE
0500 300    FORMAT (' RESOLUTION  ',F5.2,' HERTZ')
0510        WRITE (6,109) F
0520 109    FORMAT (' FREQUENCE DE L HORLOGE :  F = ', 1X,F10.0,' HZ',/)
0530        WRITE (6,202)
0540 202    FORMAT (10X,'POINTS DE CASSURE',5X,'*',' RAPPORT DES PENTES')
0550        WRITE (6,210) YI(1),KZ
0560 210    FORMAT (10X,'JUSQU''A ',F7.1,' HZ    *',7X,F6.0)
0570        WRITE (6,203) (YI(J),YL(J),KE(J),J=1,NU)
0580 203    FORMAT (3X,'DE ',F6.1,' HZ A ',F7.1,' HZ    *',7X,F6.0)
0590        STOP
0600        END
```

```
RUN
BELLE        15:24   10/08/75  WEDNESDAY  IC1

APPROXIMATION DE Y=1/X PAR SEGMENTS DE DROITE

DE Y=  128.00  A  Y=       1.00  EN   14 SEGMENTS
A PLUS OU MOINS  0.50 POUR CENT
RESOLUTION   0.50 HERTZ
FREQUENCE DE L HORLOGE :  F =       23774. HZ

          POINTS DE CASSURE      * RAPPORT DES PENTE
          JUSQU'A   127.5 HZ     *           186.
   DE  127.5 HZ A    87.5 HZ     *             1.
   DE   87.5 HZ A    64.0 HZ     *             2.
   DE   64.0 HZ A    43.7 HZ     *             4.
   DE   43.7 HZ A    32.0 HZ     *             8.
   DE   32.0 HZ A    21.9 HZ     *            16.
   DE   21.9 HZ A    15.1 HZ     *            34.
   DE   15.1 HZ A    10.3 HZ     *            72.
   DE   10.3 HZ A     7.1 HZ     *           153.
   DE    7.1 HZ A     4.8 HZ     *           326.
   DE    4.8 HZ A     3.3 HZ     *           697.
   DE    3.3 HZ A     2.3 HZ     *          1491.
   DE    2.3 HZ A     1.5 HZ     *          3189.
   DE    1.5 HZ A     1.1 HZ     *          6822.
   DE    1.1 HZ A     0.7 HZ     *         14597.
STOP     0
PROCESSING     3 UNITS
```

G.III. 3. Interface d'allumage

G.III. 3.1 - Précision requise

Pour déclencher l'allumage avec l'angle d'avance calculé, il faut connaître la position du vilbrequin avec une précision angulaire au moins égale à celle du résultat du calcul.

Or cet angle est calculé sur 8 bits et il vaut, au maximum, α = 60 degrés.

Huit bits représentent N = 256 valeurs possibles. La précision sur la valeur de l'avance est donc

$$\frac{\alpha}{N} = \frac{60}{256} = 0{,}23 \text{ degré}$$

soit approximativement un quart de degré.

Pour pouvoir utiliser cette précision, il faut avoir connaissance de la position du vilbrequin au quart de degré près. Les informations sur l'angle sont fournies par les dents de la couronne du démarreur. Sur le moteur utilisé, cette couronne comptait n = 121 dents soit une information tous les 3 degrés.

On voit que cette précision n'est pas suffisante pour utiliser correctement le résultat du calcul.

Pour augmenter artificiellement le nombre des informations de position, on suppose que d'une dent à l'autre, la vitesse de rotation du moteur varie peu et on divise l'intervalle compris

entre le passage de deux dents successives en

$$d = \frac{2\pi \times N}{n \times \alpha} = \frac{360 \times 256}{121 \times 60} = 12{,}7$$

soit environ 13 intervalles égaux.

Ceci s'obtient en multipliant par 13 la fréquence fournie par le capteur qui compte les dents.

La justification de la faible variation de la vitesse du moteur entre chaque dent se fait comme suit.

L'accélération maximale subie par un moteur est, d'après des essais effectués par la RNUR :

γ = 10 000 radians par seconde carrée.

On suppose cette accélération constante de 600 à 6000 tours par minute, ce qui est une hypothèse très défavorable.

La variation de vitesse d'une dent à l'autre s'écrit, avec

$V = \sqrt{2\gamma x}$, $\Delta V = \sqrt{2\gamma}\ (\sqrt{x+\varepsilon} - \sqrt{x})$

en posant ε égal à l'intervalle entre deux dents.

Il vient : $\Delta V = \sqrt{2\gamma}\ \dfrac{\varepsilon}{\sqrt{x+\varepsilon} + \sqrt{x}}$

On voit que ΔV est maximum quand x est minimum.

Le x qui intervient dans ce calcul représente le nombre de tours qu'aurait parcouru le moteur s'il avait démarré d'une vitesse nulle avec l'accélération γ . Le x minimum correspond donc à celui pour lequel V = 600 Tours par minute

soit $\omega = \frac{2\pi V}{60} = \frac{2\pi \times 600}{60} = 62,8$ rd/s

on a $x = \frac{1}{2} \gamma t^2$

avec $t = \frac{\omega}{\gamma} = \frac{62,8}{10^4} = 6,28 \cdot 10^{-3}$ s

On en tire $x = 0,197$ rd.

de plus $\varepsilon = \frac{2\pi}{121} = 5,2 \cdot 10^{-2}$ rd.

d'où $\Delta V = \sqrt{2 \cdot 10^4} \times \frac{5,2 \cdot 10^{-2}}{\sqrt{0,249} + \sqrt{0,197}}$

$\Delta V = 3,8$ rd/s.

La vitesse varie de 3,8 radians par seconde d'une dent à l'autre lorsque la vitesse initiale est de 600 tours par minute (62,8 rd/s). Ceci représente une variation relative de

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{3,8}{62,8} = 0.06 \text{ , soit 6 \%.}$$

Considérons maintenant ce qui se passe du point de vue des informations de position. L'information est donnée par le front montant des impulsions (voir fig 42).

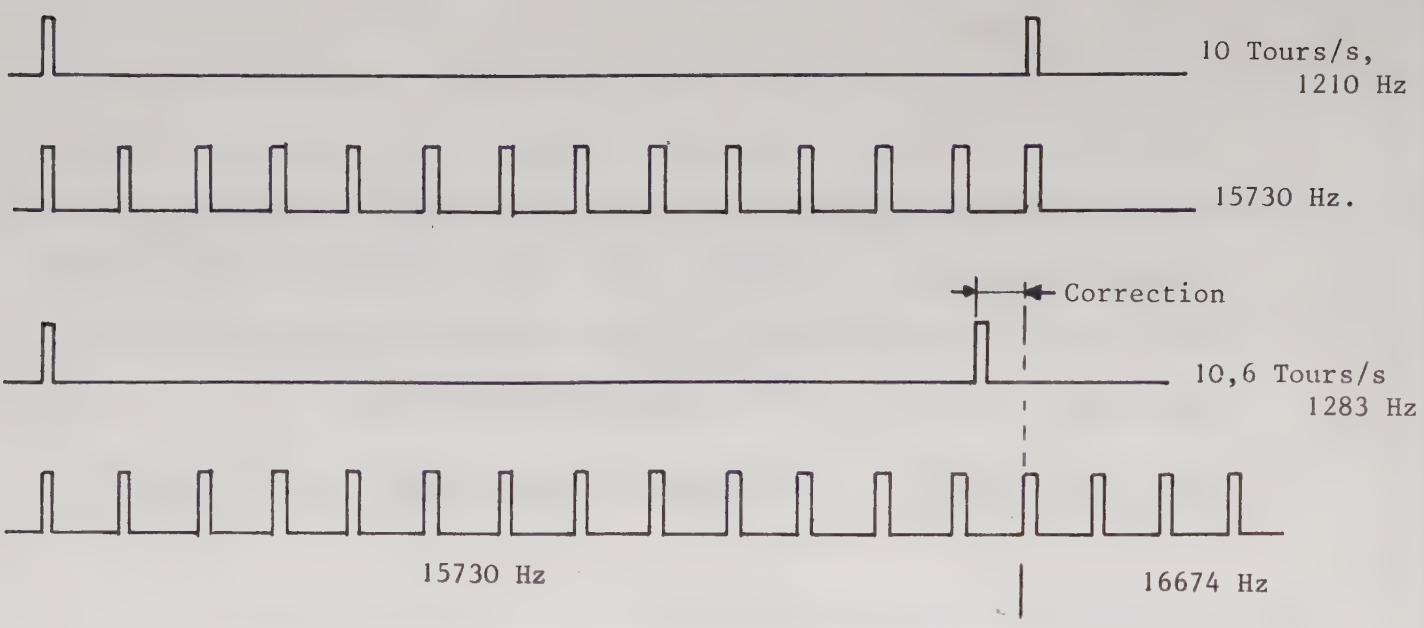


FIGURE 42 -VARIATION DE 6% DE LA FREQUENCE DES DENTS

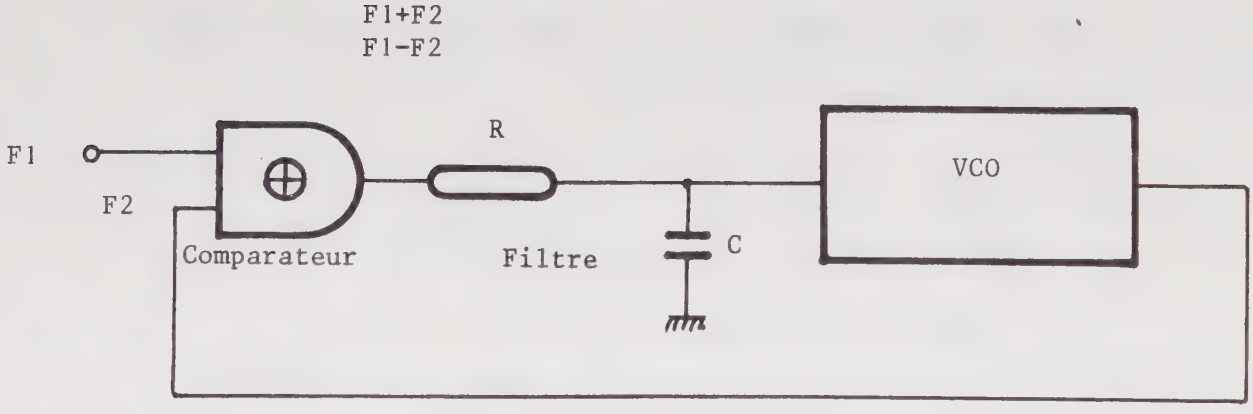


FIGURE 43- SCHEMA BLOC DU PLL

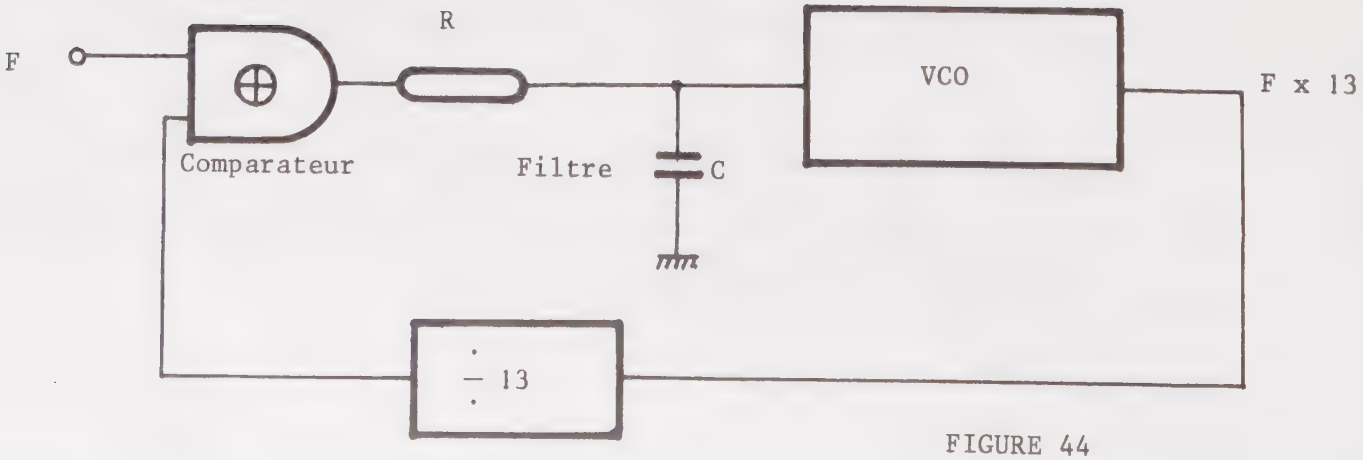


FIGURE 44

Lorsque la période de passage des dents diminue de 6%, la nouvelle impulsion va survenir avant la fin de la treizième période de la fréquence multipliée. Le circuit multiplicateur, que nous allons étudier plus loin, va effectuer la correction de fréquence en fonction du temps séparant ces deux impulsions. Dans l'intervalle suivant, nous aurons donc de nouveau treize créneaux équidistants. Le nombre d'informations va rester constant et l'erreur maximale sur la position sera de six pour cent de la distance séparant deux dents de la couronne soit un cinquième de degré. Cette erreur est masquée par l'incertitude sur le résultat du calcul qui est de un quart de degré.

G.III. 3.2 - Le multiplieur de fréquence

Il ne faut pas perdre de vue que la vitesse du moteur varie considérablement entre le démarrage et le haut régime (de 1 Hz à 100 Hz). La fréquence fournie par le capteur qui compte les dents de la couronne va alors varier de 120 Hz à 12 kHz.

Le problème qui se pose est donc de multiplier par 13 une fréquence variable avec une dynamique* de 2 décades.

Le montage utilise un circuit dit à "boucle asservie en phase" (en anglais Phase Locked Loop ou PLL) dont le principe est le suivant :

Considérons les trois blocs de la figure 43.

- un comparateur qui effectue le produit analogique des signaux d'entrée.
- un filtre passe bas.

- un oscillateur commandé en tension * (en anglais Voltage Controlled Oscillator ou VCO).

Le comparateur effectue le produit des deux fréquences F1 et F2. On va donc retrouver sur sa sortie deux autres fréquences qui sont F1 + F2 et F1 - F2. Le filtre passe - bas va servir à éliminer la composante F1 + F2. La composante F1 - F2, elle, va servir à commander l'oscillateur.

Le bouclage est fait de telle sorte que la fréquence du VCO augmente lorsque F1 > F2 et qu'elle diminue lorsque F1 < F2.

Lorsque les deux fréquences sont égales, le résultat du produit, une fois éliminée la composante F2 + F2, est une tension continue fonction de la phase des deux signaux.
La tension de sortie va se stabiliser lorsque les deux signaux seront en quadrature.

Maintenant, si, au lieu de boucler directement la sortie du VCO sur l'entrée du comparateur, on intercale entre ces deux bornes un compteur fonctionnant en diviseur programmable *, (fig 44) la fréquence injectée dans le comparateur sera alors égale à la fréquence de sortie du VCO divisée par la valeur K de division du compteur.
Puisque le montage est bouclé, le VCO va accélérer jusqu'à ce que les deux fréquences d'entrée soient de nouveau égales. La fréquence de l'oscillateur sera exactement K fois plus grande que la fréquence d'entrée.

Remarque : Le circuit utilisé pour la réalisation est d'un type un peu particulier en cela que son comparateur fournit une tension de sortie nulle lorsque les deux signaux d'entrée sont en phase et non en quadrature.
Ceci a l'avantage de synchroniser exactement les deux fréquences. Pour son schéma interne, voir annexe 4.

La vitesse de poursuite est fonction du temps de réponse du filtre passe bas. Comme on a vu que l'accélération maximale du moteur était

$$\gamma = 10\,000 \text{ radians/seconde carrée}$$

et sa vitesse maximale 6 000 tours par minute soit

$$\omega = \frac{6\,000}{60} \times 2\pi = 628 \text{ rd/s}$$

il suffit que le τ du filtre soit inférieur à

$$\frac{\omega}{\gamma} \leqslant 6{,}28 \cdot 10^{-2} \text{ s}$$

Comme $\tau = R.C$, la valeur ci-dessus s'obtient avec

$$R = 4{,}7 \text{ K}\Omega \text{ et } C = 10 \mu \text{ F.}$$

La fréquence de coupure du filtre ainsi réalisé est

$$F = \frac{1}{2.\pi.R.C} = 2{,}5 \text{ Hz.}$$

A la fréquence minimale de rotation, la composante F1 + F2 vaudra 240 Hz. Son atténuation sera :

$$A = 20 \text{ Log } \frac{240}{2.5} = 40 \text{ dB.}$$

Cette valeur est largement suffisante et montre qu'on peut même multiplier la vitesse de réponse du filtre par 10 sans altérer le fonctionnement puisque l'atténuation minimale serait encore de 20 dB.

Le schéma complet du circuit utilisé est donné par la figure 31. Le circuit PLL utilisé est un CD4046 en technologie MOS et le compteur un 9316 en technologie TTL, compteur binaire 4 bits programmé en diviseur par 13.

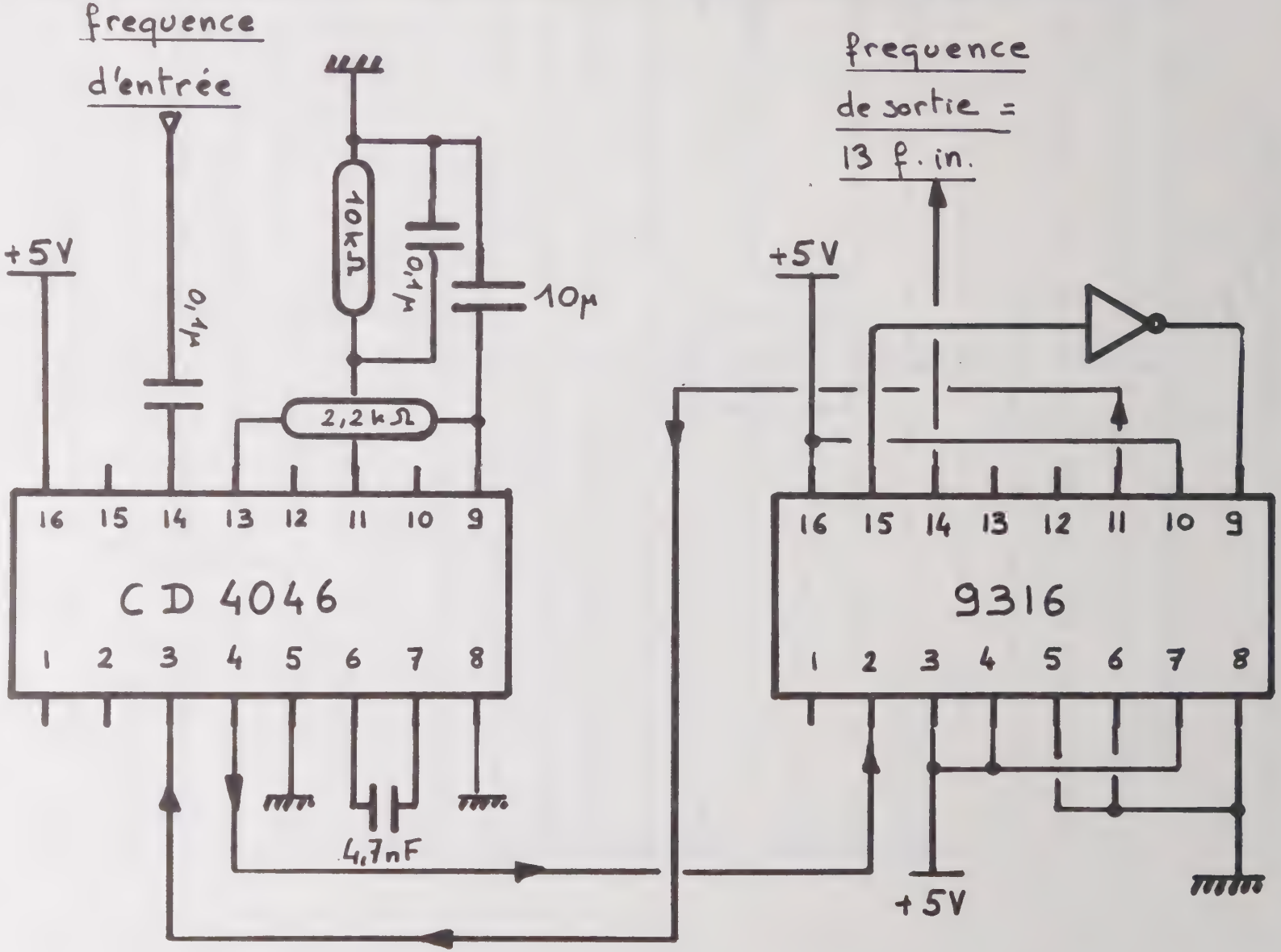
On remarquera également le filtre passe bas R1C1 (R1 = 2,2 kΩ C1 = 10 µF) ainsi que quelques composants annexes nécessaires à la stabilité ou à la polarisation du montage. Le condensateur C2 sert en particulier à limiter le Jitter* en basse fréquence.

G.III. 3.3 - L'allumeur

La fréquence des dents, une fois multipliée par 13, va servir à la détermination du point d'allumage.

La valeur calculée précédemment par le calculateur a été stockée dans un compteur. A cette valeur, à partir du point situé 60 degrés avant le point mort haut, on ajoute le nombre d'impulsions fourni par la fréquence 13 F (dents).

MULTIPLIEUR de FREQUENCES, 2 décades.



Lorsque le compteur est plein, sa retenue apparaît et l'ordre d'allumage est envoyé à l'allumeur à transistor.

Le schéma complet du dispositif est donné figure 45. Le compteur C est un compteur binaire à 8 bits. Il peut donc compter de 0 à 255. Il est initialisé par la valeur de l'angle d'avance calculée par le calculateur.

Ce compteur possède une entrée appelée inhibition de comptage, (count enable) qui, lorsqu'elle est au niveau logique 1 permet au compteur de compter et lorsqu'elle est au niveau logique 0 l'empêche de compter.

Cette entrée CE est reliée à la sortie d'une bascule JK. L'entrée J de cette bascule est reliée à la sortie du capteur de position PMH -60°, ce qui veut dire que dès le passage de l'impulsion de synchronisation, le compteur va compter à la fréquence 13 x F (d). Lorsque ce compteur sera parvenu à son maximum, l'angle parcouru sera égal au complément à 60 degrés de l'angle d'avance calculé. Le moteur sera alors exactement dans la position requise pour l'allumage.

La retenue du compteur va servir à la fois d'arrêt de comptage par action sur l'entrée K de la bascule et d'impulsion d'allumage. Cette impulsion, d'une durée qui varie de 0,6 ms à 6 µs suivant la vitesse du moteur, va être calibrée à 0,5 ms pour exciter correctement l'allumeur à transistor.
Cette mise en forme est effectuée par le monostable.

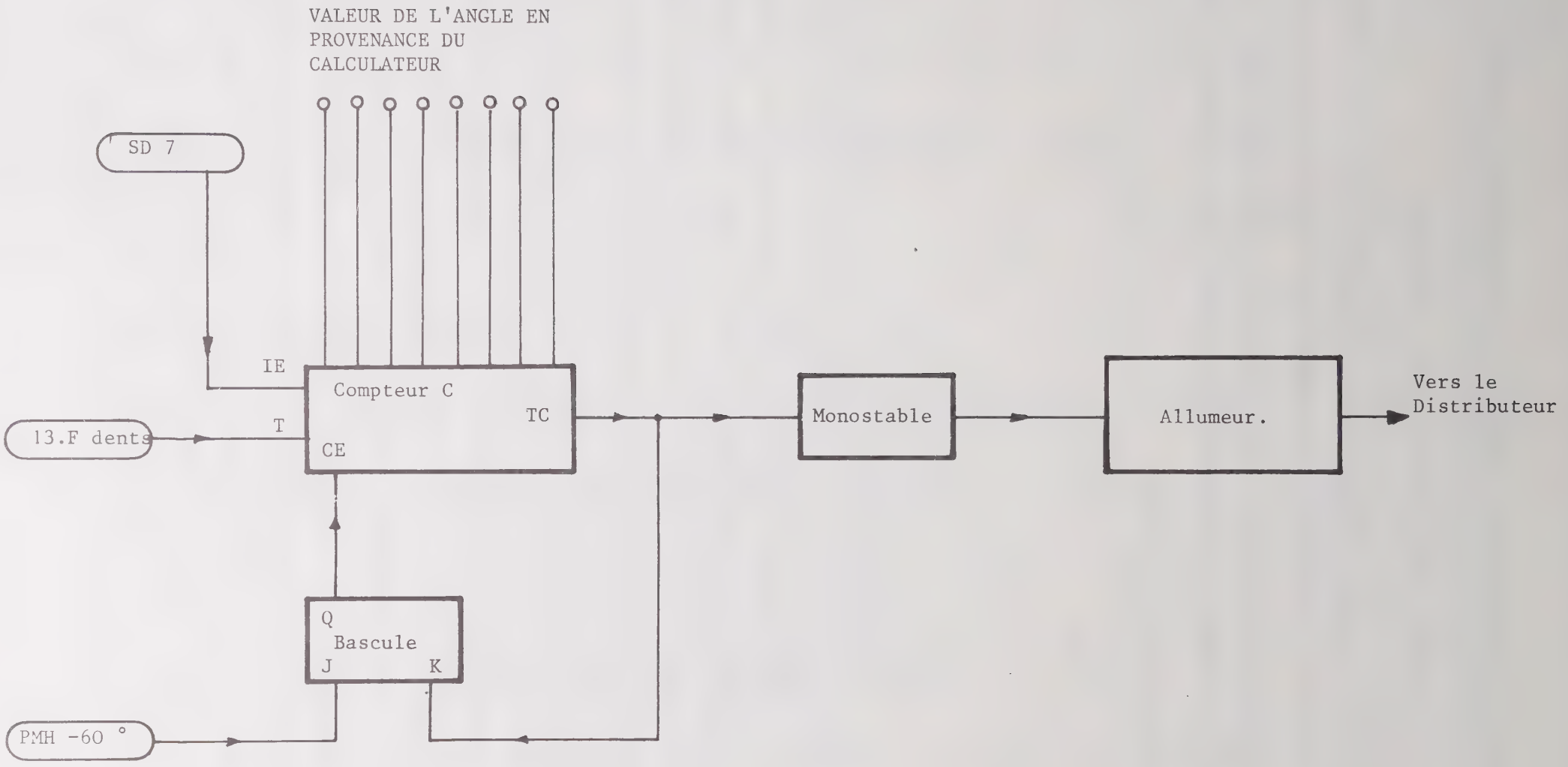


FIGURE 45 -DISPOSITIF DE DETERMINATION DU POINT D'ALLUMAGE.

Le schéma de l'allumeur proprement dit est donné figure 37. Mis à part le réseau RC de protection du transistor, dont la valeur doit être ajustée en fonction des caractéristiques de la bobine, ce schéma ne présente pas de difficulté particulière et s'explique par lui-même.

G.IV. LES ESSAIS

Le système complet, qui représente environ 150 circuits intégrés TTL standards, a été monté sur un banc équipé d'un moteur de 204 Peugeot et d'un frein hydraulique. Les résultats de la plupart des essais effectués sur ce banc ont été décrits précédemment. Ainsi les courbes de pollution relevées sur les figures 2 à 4 avaient pour but de déterminer la surface d'avance antipollution de ce moteur. On a vu que ce genre de courbes ne suffisaient pas à déterminer une telle surface. Or le banc sur lequel était monté le moteur n'était pas équipé pour permettre la réalisation d'un diagramme tel que celui de la figure 10.

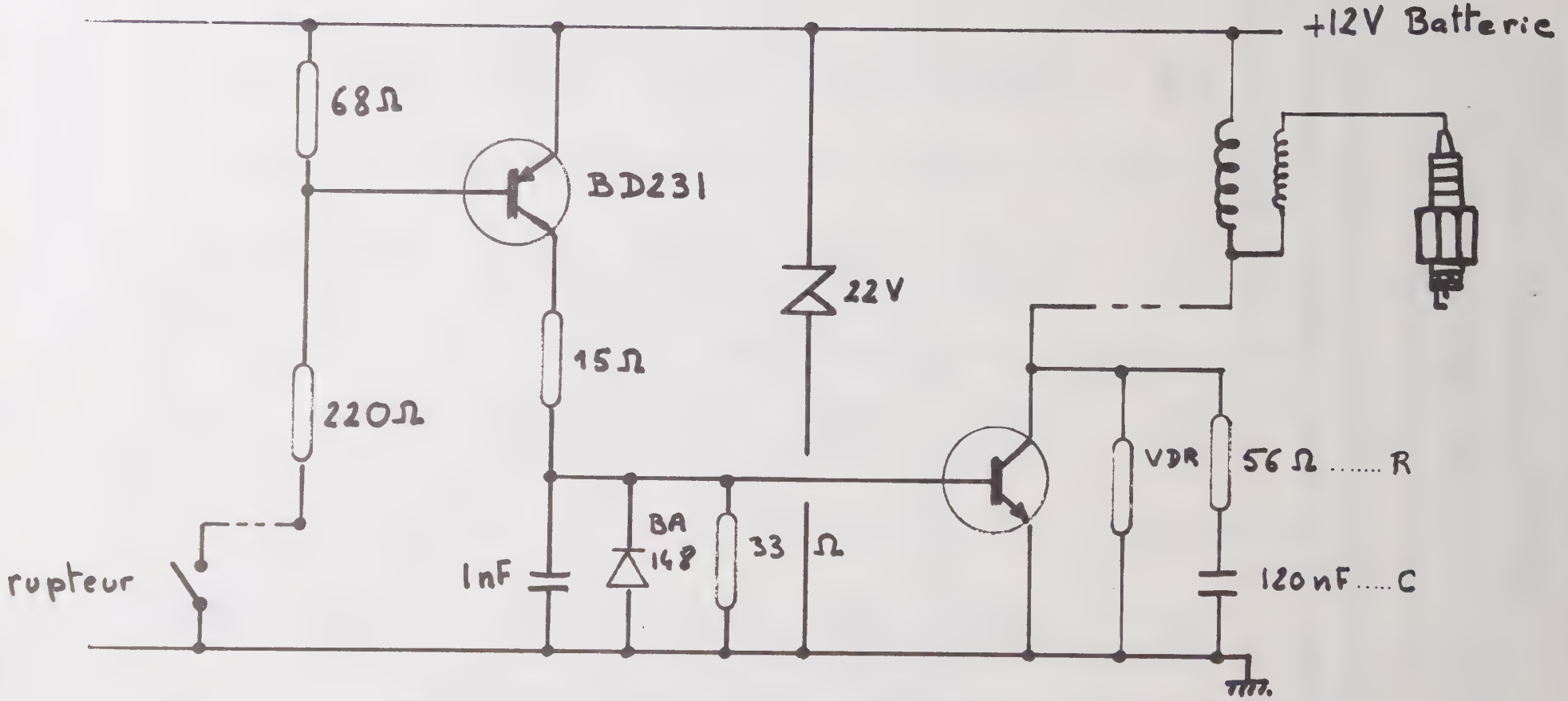
Pour cependant pouvoir vérifier le bon fonctionnement de l'appareillage, nous avons procédé à la détermination de la surface d'avance correspondant au couple maximal que peut fournir le moteur de 204. Les tableaux de valeurs relevées dans ce but sont donnés ci-après. La figure 32 résume ces tableaux et la figure 33 représente la surface ainsi obtenue. On remarque qu'elle est peu accidentée et qu'elle est à très peu de chose près

RESULTAT DES MESURES DE POLLUTION EN FONCTION DE L'AVANCE

EFFECTUEES SUR LE MOTEUR 204 PEUGEOT

- Le couple étant fixé à 40 Nm -

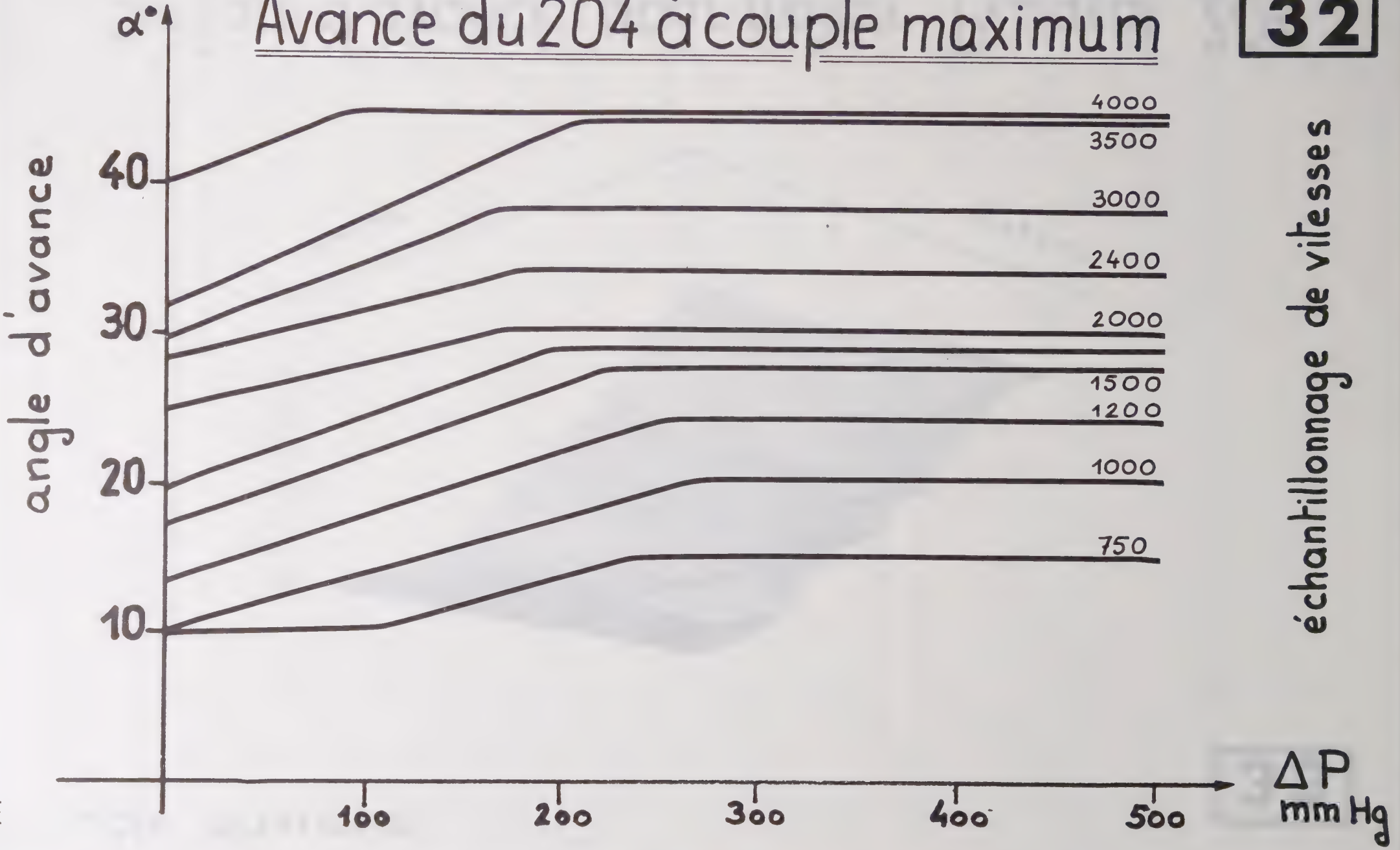
Tours/mn	% O_2	% CO	% CO_2	ppm CH	ppm NOx	A en degrés
1000	4,30	0,24	11,8	980	210	10
	6,0	0,20	10,7	3200	300	20
						30
						40
1500	1,5	0,40	14,1	160	315	10
	1,9	0,30	14,0	360	400	20
	2,0	0,32	14,0	850	530	30
	3,9	0,32	12,2	4300	850	40
2000	0,3	2,74	13,4	328	320	10
	0,4	2,62	13,5	450	420	20
	0,5	2,42	13,4	600	580	30
	0,5	2,88	13,3	700	780	40
2500	0,15	4,16	12,6	300	310	10
	0,2	3,95	12,8	400	430	20
	0,25	3,85	12,8	490	630	30
	0,3	3,95	12,3	500	840	40
3000	0,2	3,81	12,8	340	380	10
	0,4	4,00	12,4	380	520	20
	0,45	4,16	12,4	430	720	30
	0,5	4,07	12,4	500	1030	40
3500						10
	0,15	3,73	12,8	360	800	20
	0,2	3,60	12,8	400	1200	30
	0,2	3,95	12,6	400	1430	40
4000						10
	0,3	4,20	12,8	530	780	20
	0,15	3,75	13,0	330	1300	30
	0,2	3,70	13,0	330	1820	40



allumage transistorisé

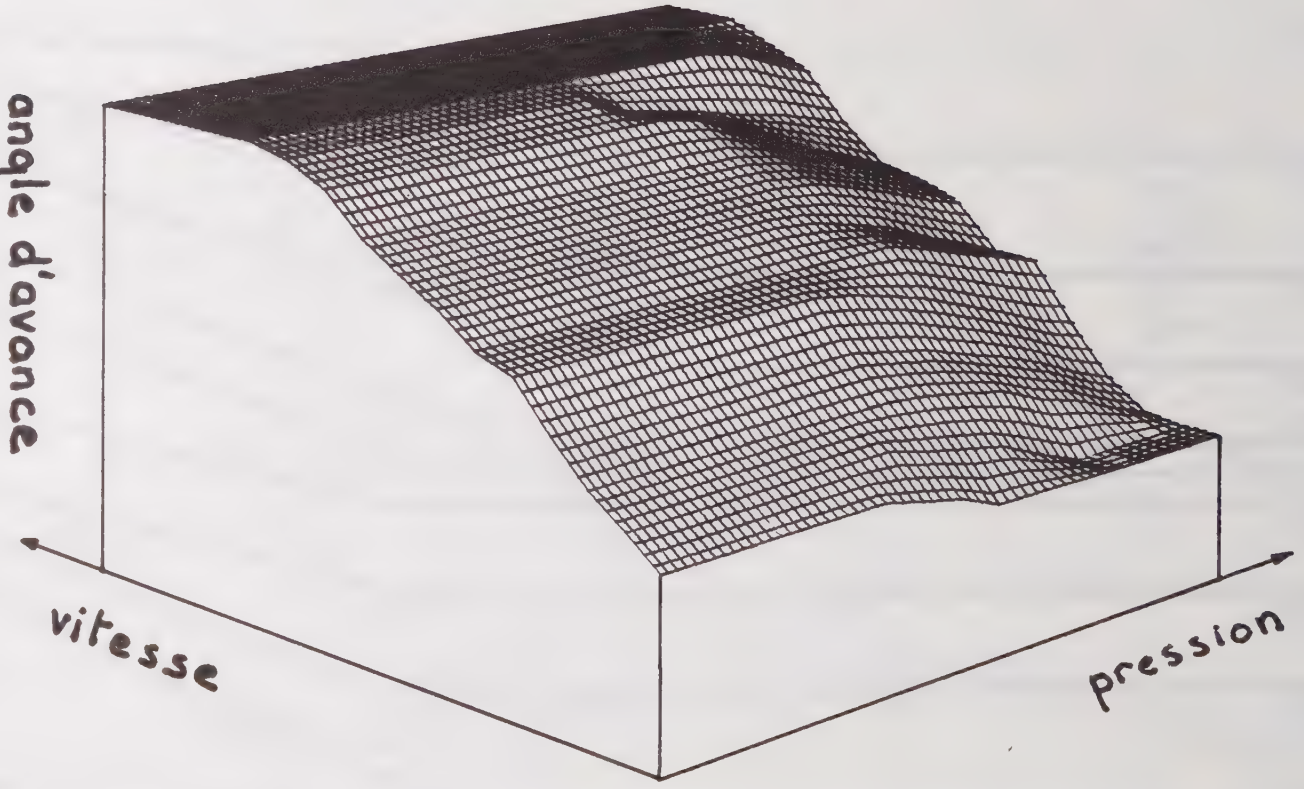
Avance du 204 à couple maximum

32



couple maximum

33



Surface d'avance pour moteur Peugeot 204

l'image en trois dimensions de ce que donne la somme des deux courbes d'avance décrites figure 12.

Les divers capteurs dont nous avons parlé ont également été montés sur ce banc et le calculateur, ayant pour consigne la surface de couple maximum a fonctionné correctement avec ces données.

Ainsi, bien qu'ils n'aient pas fourni la possibilité de mettre en oeuvre le système dans un but d'antipollution, ces essais ont cependant permis de résoudre les problèmes d'adaptation d'un système électronique digital à l'automobile. Ils ont également fait toucher du doigt les limites d'un tel système, que ce soit du point de vue de la mesure des paramètres ou de celui de la complexité du système embarqué.

En effet, la création de la surface demande une campagne de mesure longue et fastidieuse. De plus le système prend rapidement des proportions énormes si l'on n'y prend pas garde. Cependant une étude optimisée de l'ensemble, en accord avec les progrès constants réalisés dans l'intégration à grande échelle devrait permettre de ramener le système à des dimensions acceptables.

Ainsi, en première approximation, chacune des fonctions représentées sur la figure 26 peut être effectuée par un seul circuit intégré LSI. Ceci réduit le nombre de blocs nécessaires à 5 et permet une implantation sur tous les véhicules pour un prix relativement modique.

H

CONCLUSION

H. VERS UN COMPUTER CENTRAL

L'industrie automobile est un secteur économique dans lequel les prévisions doivent se faire très longtemps à l'avance en raison de l'importance des études et des moyens mis en oeuvre. C'est pourquoi les projets concernant le matériel électronique à embarquer sur une automobile paraissent toujours un peu futuristes.

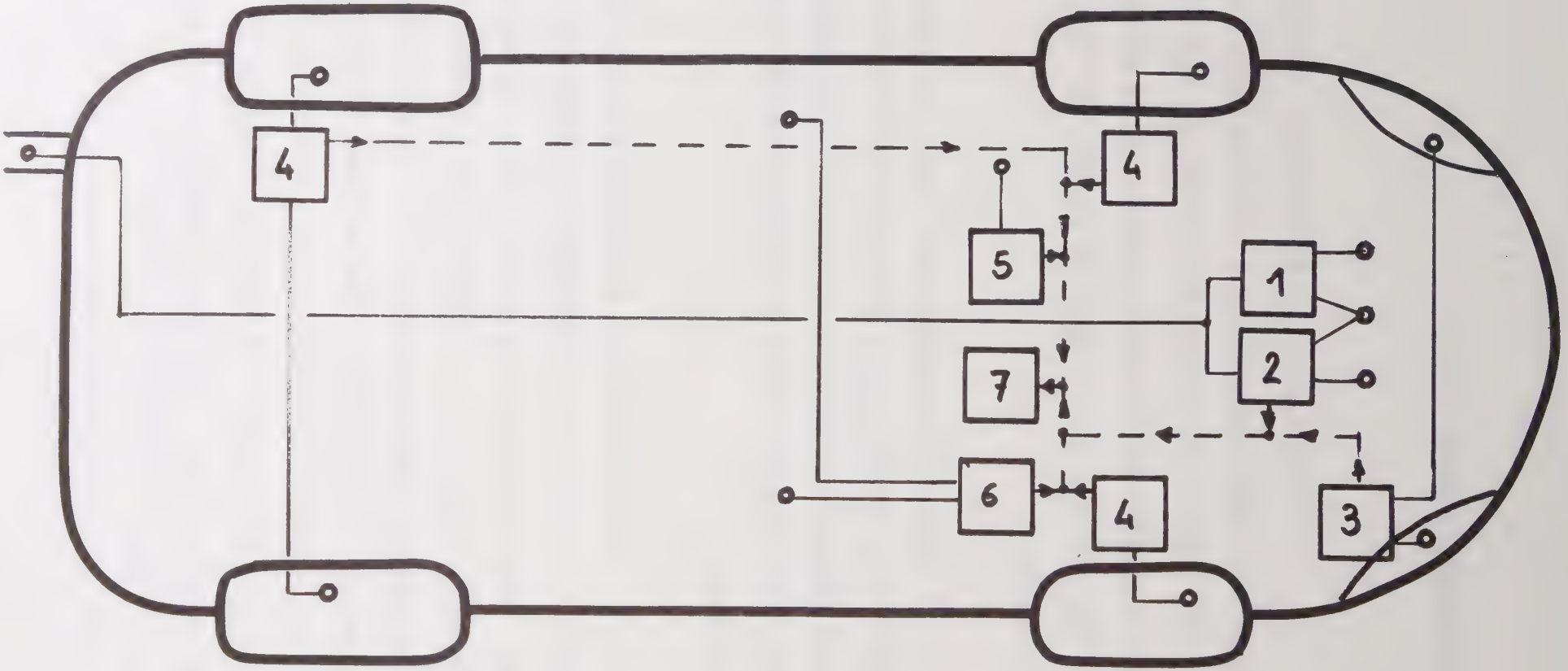
Ainsi le système dans lequel s'intègre le calculateur étudié ici, fondé sur la multiplicité des calculateurs spécialisés répondant chacun à une fonction particulière (fig 35) est déjà suffisamment avancé pour qu'on puisse penser à l'étape suivante.

Cette prochaine étape est celle d'un micro processeur central qui gèrerait l'ensemble des fonctions (injection, allumage, freinage etc...) (fig 34). Bien que la réalisation d'un tel micro processeur se heurte pour le moment à des problèmes de vitesse de fonctionnement et de taille mémoire, on peut penser que les progrès technologiques qui seront réalisés dans un proche avenir permettront de résoudre ces problèmes. Cependant, quelle que soit la solution adoptée, la question cruciale est celle des prix. Car pour passer de l'ordinateur de bord sur la Rolls - Royce à l'ordinateur de bord sur la 2 CV Citroën, il faut que la mentalité des automobilistes change.

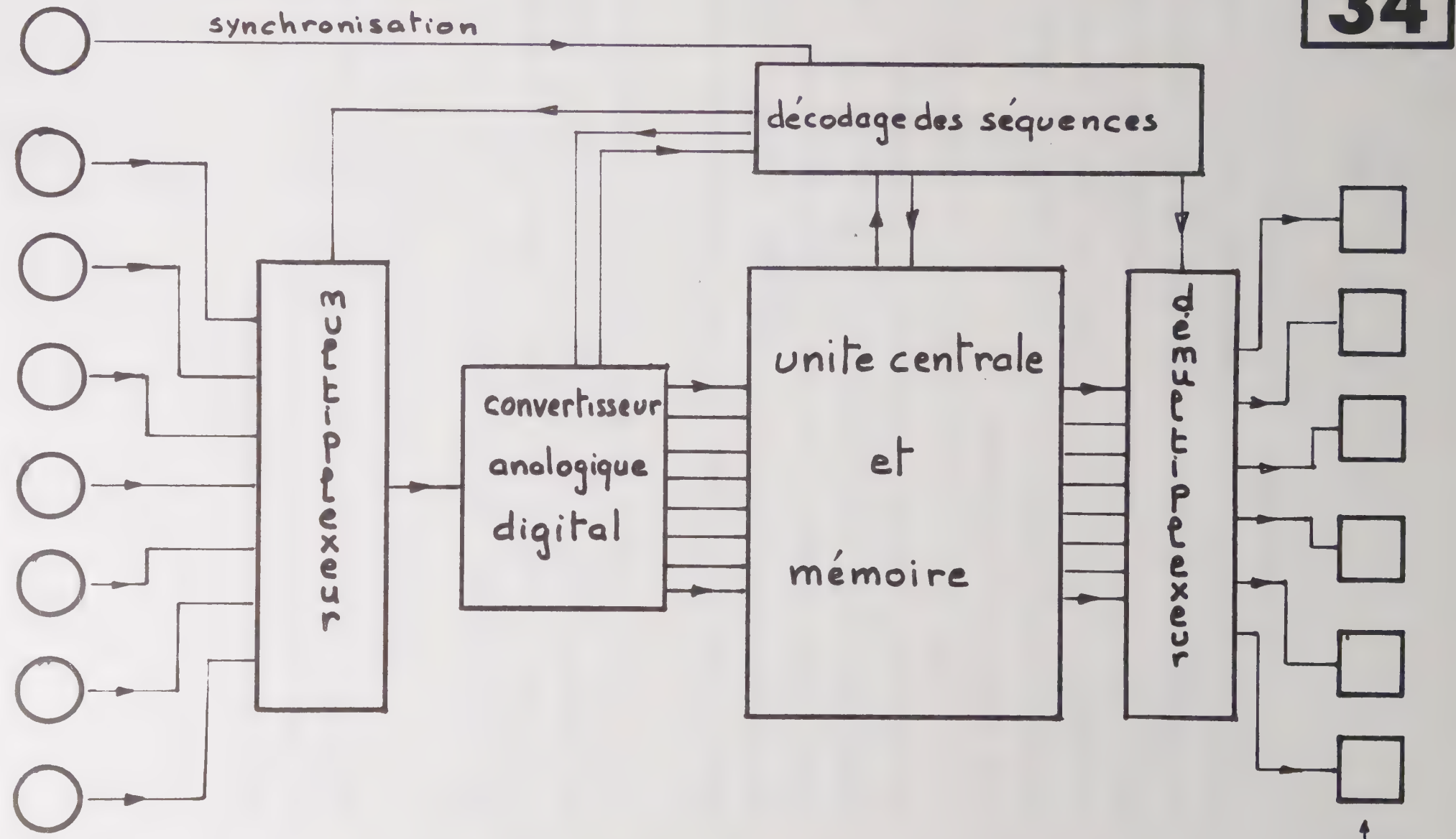
Système à multi-calculateurs

35

1 allumage
2 injection
3 assiette des phares
4 freinage anti-bloquant
5 detection d'ébriété
6 controle des ceintures



o capteur □ calculateur 7 tableau de bord & signalisation des pannes



système a computer central

La tendance qui se dessine à l'heure actuelle dans l'industrie automobile est d'ailleurs de plus en plus la création de modèles plus solides et plus sûrs qui vont remplacer petit à petit les voitures gadget qui constituent actuellement le point fort des constructeurs automobiles. Cette tendance est accélérée par les dispositions légales prises à l'égard de la sécurité et de la pollution.

Mais le tournant sera pris quand la circulation dans les villes sera tellement réglementée et les transports en commun suffisamment organisés que l'avantage procuré par l'utilisation d'une voiture particulière deviendra illusoire. Ainsi l'automobile retrouvera sa destination première, à savoir d'être un moyen de transport pratique, solide et confortable.

Dès lors l'électronique pourra être utilisée sur tous les véhicules, même en bas de gamme, car le prix de la mécanique ne sera plus sous évalué par rapport au prix de l'électronique. (Un bon oscilloscope coûte le prix d'une CX)

L'ordinateur dans la 2 CV, mais une 2 CV qualité Mercedès, voilà peut-être l'avenir, car plus qu'à des questions de technologie ou de prix de revient, le sort de l'électronique automobile est lié à un choix politique.

J

ANNEXES

J I.

CREATION DE LA BANDE DE PROGRAMMATION DES MEMOIRES

```
      integer bb,ff,pp
      do 31 i=1,64
      m1=4*(i-1)+1
      m2=4*(i-1)+4
      write (6,200) ((n2(i,j),j=1,10),i=m1,m2)
  200 format (1x,4(10a1,3x))
31    continue
      dimension n0(256),n1(256,8),n2(256,10)
      data bb/'b'/ ff/'f'/ nn/'n'/ pp/'p'/
      read (5,100) (n0(i),i=1,256)
100   format (16 i4)
      do 21 i=1,256
      noo=n0(i)
      do 22 j=1,8
      k=9-j
      n1(i,k)=noo-2*(noo/2)
22    noo=noo/2
21    continue
      do 11 i=1,256
      n2(i,1)=bb
11    n2(i,10)=ff
      do 12 i=1,256
      do 13 j=1,8
      k=j+1
      if (n1(i,j).eq.0) n2(i,k)=nn
      if (n1(i,j).eq.1) n2(i,k)=pp
13    continue
12    continue
      write (6,200) ((n2(i,j),j=1,10),i=1,256)
200   format (4(3x,10a1))
```

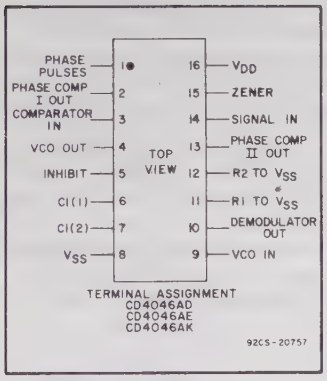
BNNPPPPNNF BNNPPPPNNF BNNPPPPNNF BNNPPPPNNF
BNNPPPPNNF BNNPPPPNNF BNNPPPPNNF BNNPPNPPPF
BNNPPNNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF
BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF
BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF
BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF BNPNNPNNPF
BNPNNNPNNF BNPNNNNNNF BNNPPPPNNF BNNPPNNPPF
BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF BNNPNPNPPF
BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF
BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF BNPNPNPNPF
BNPNPNPNPF BNPNPNNPPF BNPNNPPPPF BNPNNPNPPF
BNPNNNNPNF BNNPPPPNNF BNNPPNNPPF BNNPNPNPPF
BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF
BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF BNPPNNPPNF
BNPPNNPPNF BNPPNNNPNF BNPNPPPPNF BNPNPNPPPF
BNPNPNNNPF BNPNNPNNPF BNNPPPPPPF BNNPPNPPPF
BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF
BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF BNPPPPNPNF
BNPPPPNPNF BNPPPNPPPF BNPPPNNPNF BNPPNPPNNF
BNPPNNNPNNF BNPNPPPNNF BNPNPNNPPF BNPNNPPNPF
BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF
BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF
BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF BPNNNNNNNF
BNPPPPNPNF BNPPPNNPPF BNPPNPPNPF BNPPNNPPNF
BPNNNPPNPF BPNNNPPNPF BPNNNPPNPF BPNNNPPNPF
BPNNNPPNPF BPNNNPPNPF BPNNNPNPPF BPNNNNPPNF
BPNNNNNNNF BNPPPNPPPF BNPPNPPPPF BNPPNNPPNF
BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF
BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF
BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPPPF BPNNPNPNPF
BPNNPPPPPF BPNNNPNNNF BPNNNNNNNF BNPPPPNPNF
BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF
BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF
BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNPNNNPNF BPNNPPPPNF
BPNNPNPPPF BPNNPNNNPF BPNNNPNNPF BPNNNNNNNF
BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF
BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF
BPNPPNNPPF BPNPPNNPPF BPNPNPPPPF BPNPNNPPNF
BPNNPPPPNF BPNNPNPNPF BPNNNPPNPF BPNNNNPNNF
BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF
BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF BPNPPPPNNF
BPNPPPPNNF BPNPPNNPPF BPNPNPPPPF BPNPNPNPPF
BPNPNNNPPNF BPNPNNNPNF BPNNPPPNNF BPNNPNPNPF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPNPPPPNNF BPNPPNNPPF BPNPNPNPPF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPNPPPPNNF BPNPPNPNPF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF
BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF BPPNNNNNNF

RCA
Solid State
Division

Digital Integrated Circuits

Monolithic Silicon

CD4046AD CD4046AE
CD4046AK CD4046AH



COS/MOS Micropower Phase-Locked Loop

Features:

- Very low power consumption . . 70 μW (typ.) at VCO f_o=10 kHz, V_{DD}=5 V
- Operating frequency range . . . . . up to 1.2 MHz (typ.) at V_{DD}= 10 V
- Wide supply-voltage range . . . . . $V_{DD} - V_{SS}$=5 to 15 V
- Low frequency drift . . . . . 0.06%/°C (typ.) at V_{DD}= 10 V
- Choice of two phase comparators . 1. Exclusive-OR network
  2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- High VCO linearity . . . . . 1% (typ.)
- VCO inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- Source-follower output of VCO control input (Demod. output)
- Zener diode to assist supply regulation

The RCA-CD4046A COS/MOS Micropower Phase-Locked Loop (PLL) consists of a low-power, linear voltage-controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators having a common signal-input amplifier and a common comparator input. A 5.2-V zener diode is provided for supply regulation if necessary. The CD4046A is supplied in a 16-lead dual-in-line ceramic package (CD4046AD), a 16-lead dual-in-line plastic package (CD4046AE), and a 16-lead flat pack (CD4046AK). It is also available in chip form (CD4046AH).

VCO Section

The VCO requires one external capacitor C1 and one or two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATED OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_S) of 10 kΩ or more should be connected from this terminal to V_{SS}. If unused this terminal should be left open. The VCO can be connected either directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full COS/MOS logic swing is available at the output of the VCO and allows direct coupling to COS/MOS frequency dividers such as the RCA-CD4024A,CD4018A,CD4020A,CD4022A, or CD4029A. One or more CD4018A (Presettable Divide-by-N Counter) or CD4029A (Presettable Up/Down Counter), together with the CD4046A (Phase-Locked Loop) can be used to build a micropower low-frequency synthesizer. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

Applications:

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK – Modems
- Signal conditioning

(See ICAN-6101 for application information and circuit details)

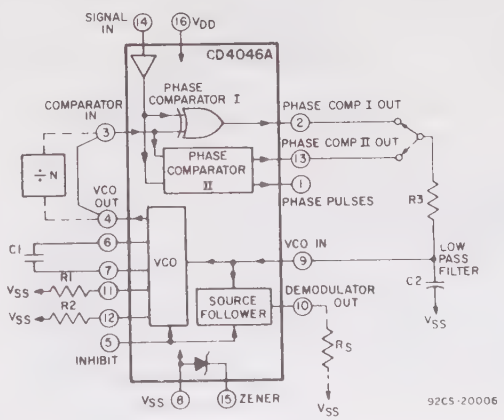


Fig. 1 – COS/MOS phase-locked loop block diagram.

Phase Comparators

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within COS/MOS logic levels [logic "0" ≤ 30% (V_{DD}–V_{SS}), logic "1" ≥ 70% (V_{DD}–V_{SS})]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analagously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal- and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_o).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock is defined as the frequency capture range ($2f_C$).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range is ≤ the lock range.

With phase comparator I the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Fig. 2 shows the typical, triangular, phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a COS/MOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition of f_o is shown in Fig. 3.

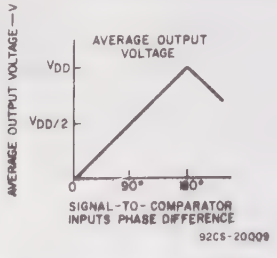


Fig.2 – Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of four flip-flop stages, control gating, and a three-state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS}, respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The

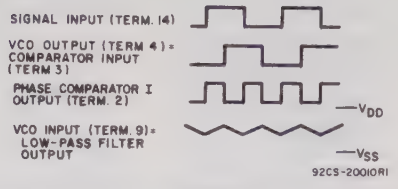


Fig.3 – Typical waveforms for COS/MOS phase-locked loop employing phase comparator I in locked condition of f_o.

duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal-input frequency is higher than the comparator-input frequency, the p-type output driver is maintained ON continuously. If the signal-input frequency is lower than the comparator-input frequency, the n-type output driver is maintained ON continuously. If the signal- and comparator-input frequencies are the same, but the signal input lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the signal- and comparator-input frequencies are the same, but the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point both p- and n-type output drivers remain OFF and thus the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Fig. 4 shows typical waveforms for a COS/MOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

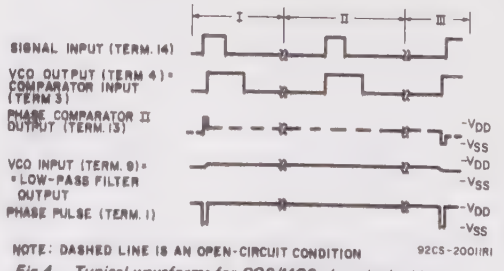


Fig.4 – Typical waveforms for COS/MOS phase-locked loop employing phase comparator II in locked condition.

intel®

Silicon Gate MOS LSI ROM [1601/1701, 1602/1702,1301

INTEL CORP. 3065 Bowers Avenue, Santa Clara, California 95051 • (408) 246-7501

1601/1701,1602/1702 ELECTRICALLY PROGRAMMABLE

1301 MASK PROGRAMMABLE

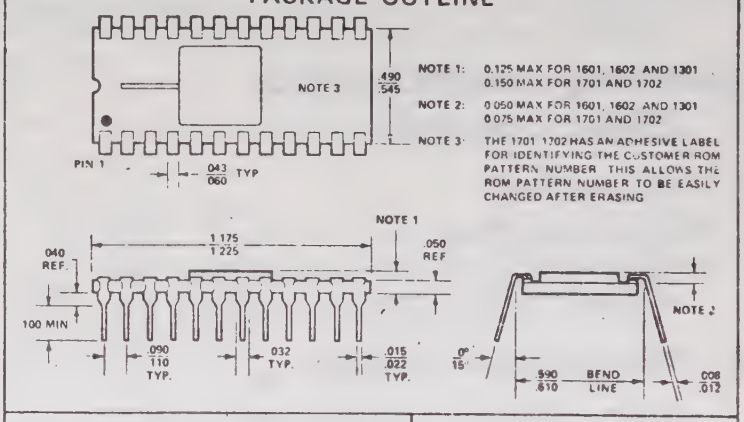
2048 BIT FULLY DECODED READ ONLY MEMORY

MAY 1972

- Erasable and Field Reprogrammable (1701,1702)
- Field Programmable (1601,1602)
- All 2048 Bits Guaranteed Programmable — 100% factory tested (1601/1701, 1602/1702)
- Inputs and outputs DTL and TTL compatible
- Static and Dynamic Operation (1601,1701,1301)
- Static Only Operation (1602,1702)
- OR-tie capability
- Simple Memory Expansion — Chip Select input lead
- 24 pin dual-in-line hermetically sealed ceramic package (1601,1602,1301)
- 24 pin dual-in-line, quartz lid ceramic package (1701,1702)

1601/1602, 1301 1701/1702

PACKAGE OUTLINE

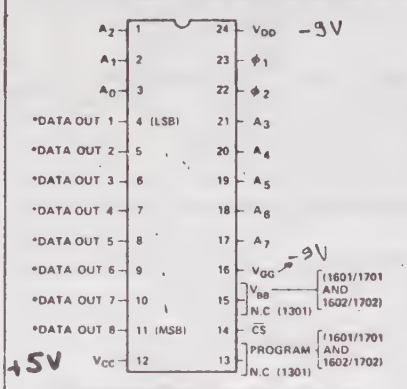


NOTE 1: 0.125 MAX FOR 1601, 1602 AND 1301
0.150 MAX FOR 1701 AND 1702

NOTE 2: 0.050 MAX FOR 1601, 1602 AND 1301
0.075 MAX FOR 1701 AND 1702

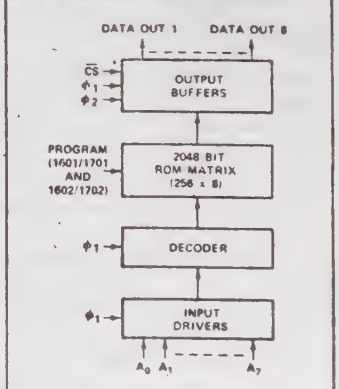
NOTE 3: THE 1701 1702 HAS AN ADHESIVE LABEL FOR IDENTIFYING THE CUSTOMER ROM PATTERN NUMBER. THIS ALLOWS THE ROM PATTERN NUMBER TO BE EASILY CHANGED AFTER ERASING

PIN CONFIGURATION



*THIS PIN IS THE DATA INPUT LEAD FOR THE 1601/1701 AND 1602/1702 DURING PROGRAMMING

BLOCK DIAGRAM



NOTE: LOGIC 1 AT INPUT AND OUTPUT IS A HIGH AND LOGIC 0 IS LOW.

The Intel 1601, 1602, 1701, and 1702 is a 256 word by 8 bit electrically programmable ROM ideally suited for uses where fast turnaround and pattern experimentation are important such as in prototype or in one of a kind systems. The 1601, 1602, 1701, and 1702 is factory reprogrammable which allows Intel to perform a complete programming and functional test on each bit position before delivery.

The four devices 1601, 1602, 1701, and 1702 use identical chips. The 1601 and 1701 is operable in both the static and dynamic mode while the 1602 and 1702 is operable in the static mode only. Also, the 1701 and 1702 has the unique feature of being completely erasable and field reprogrammable. This is accomplished by a quartz lid that allows high intensity ultraviolet light to erase the 1701 and 1702. A new pattern can then be written into the device. This procedure can be repeated as many times as required.

The 1301 is a pin-for-pin replacement part which is programmed by a metal mask and is ideal for large volume and lower cost production runs of systems initially using the 1601/1701 or the static only 1602/1702.

The dynamic mode of the 1601/1701 and 1301 refers to the decoding circuitry and not to the memory cell. Dynamic operation offers higher speed and lower power dissipation than the static operation.

The 1601, 1602, 1701, and 1702 is fabricated with silicon gate technology. This low threshold technology allows the design and production of higher performance MOS circuits and provides a higher functional density on a monolithic chip than conventional MOS technologies.

© Intel Corporation 1972

U.S. Patent No. 3660819

A.C. Characteristics for Static Operation

T_A = 0°C to +70°C, V_{CC} = +5V ±5%, V_{DD} = −9V ±5%, V_{GG} = −9V ±5% unless otherwise noted

SYMBOL	TEST	1601/1701, 1602/1702 MIN.	TYP.	MAX.	1301 MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Freq	Repitition rate			1			1	Mhz
t_{OH}	Previous read data valid			100			100	ns
t_{ACC}	Address to output delay		.700	1			1	μs
t_{DVGG}	Clocked V_{GG} set up	0			1			μs
t_{CS}	Chip select delay			100			200	ns
t_{CO}	Output delay from $\overline{CS}$			900			500	ns
t_{OD}	Output deselect			300			300	ns
t_{OHC}	Data out hold in clocked V_{GG} mode (Note 1)			5			5	μs
C	Capacitance		See page 10			See page 10		

NOTE 1: The output will remain valid for t_{OHC} as long as clocked V_{GG} is at V_{CC}. An address change may occur as soon as the output is sensed (clocked V_{GG} may still be at V_{CC}). Data becomes invalid for the new address when clocked V_{GG} is returned to V_{GG}.

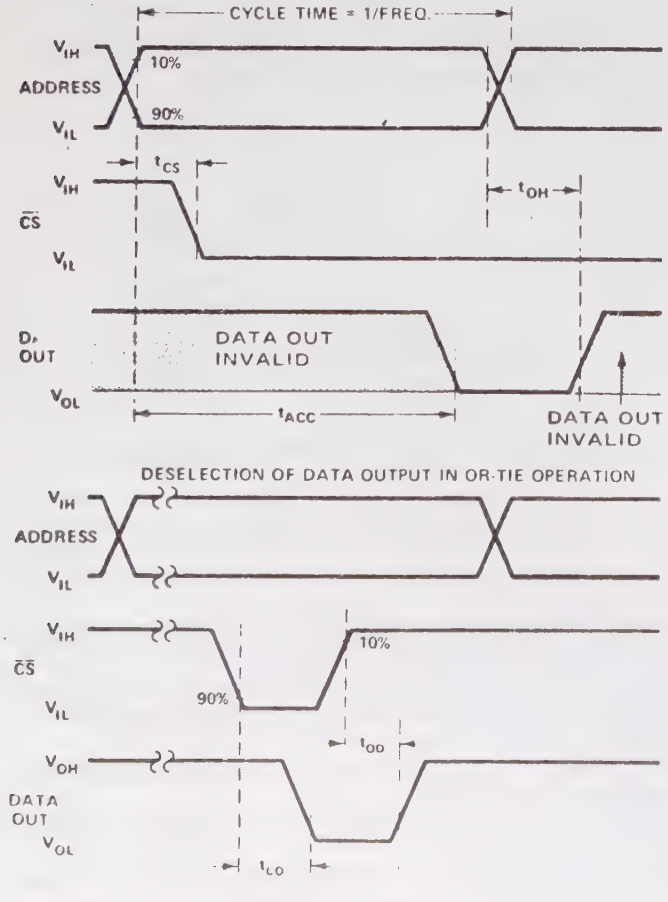
Switching Characteristics for Static Operation

Conditions of Test:

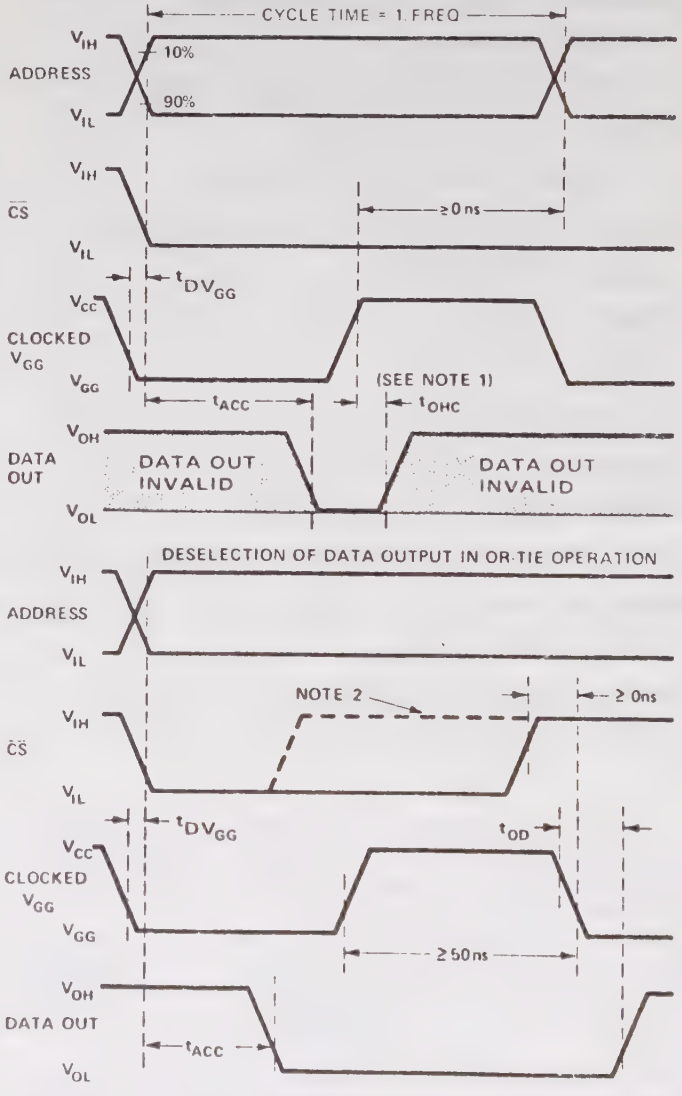
Input pulse amplitudes: 0 to 4V; t_R, t_F ≤50 ns

Output load is 1 TTL gate; measurements made at output of TTL gate (t_{PD} ≤15 ns)

A) Normal Operation (Constant V_{GG})



B) Clocked V_{GG} Operation

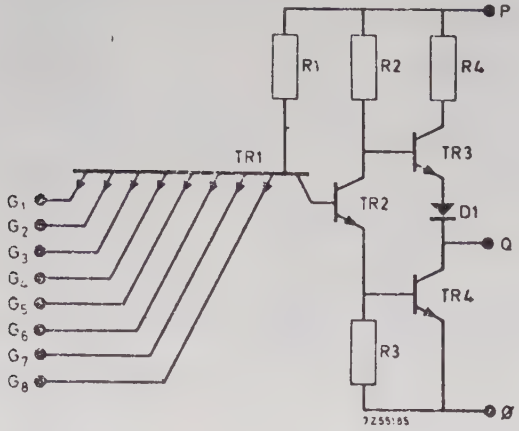


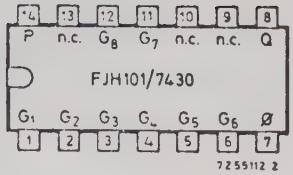
NOTE 1: The output will remain valid for t_{OHC} as long as clocked V_{GG} is at V_{CC}. An address change may occur as soon as the output is sensed (clocked V_{GG} may still be at V_{CC}). Data becomes invalid for the new address when clocked V_{GG} is returned to V_{GG}.

NOTE 2: If CS makes a transition from V_{IL} to V_{IH} while clocked V_{GG} is at V_{GG}, then deselection of output occurs at t_{OD} as shown in static operation with constant V_{GG}.

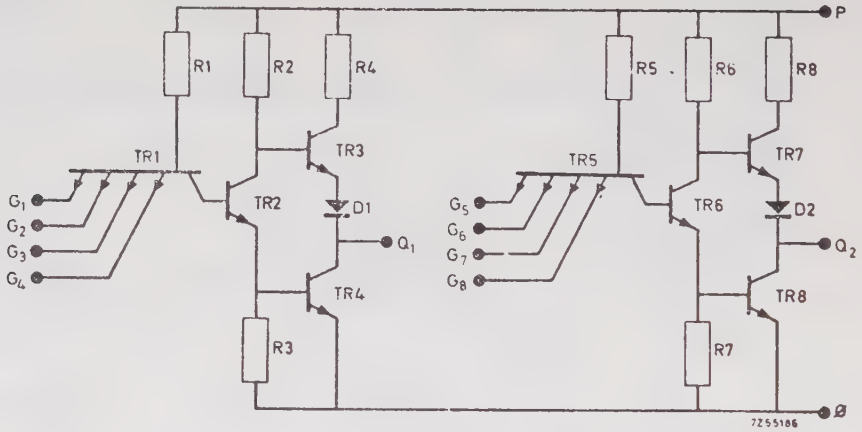
CIRCUIT DIAGRAMS AND TERMINAL CONNECTIONS

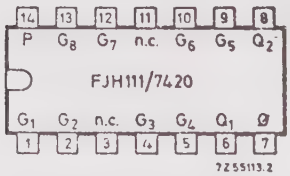
FJH101/7430
Single 8-input NAND gate



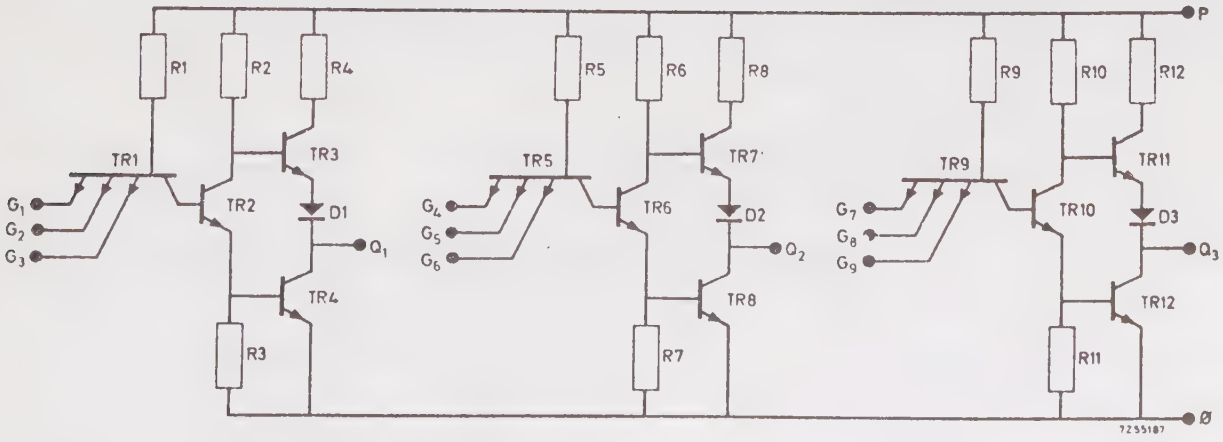


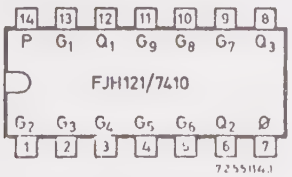
FJH111/7420
Dual 4-input NAND gate





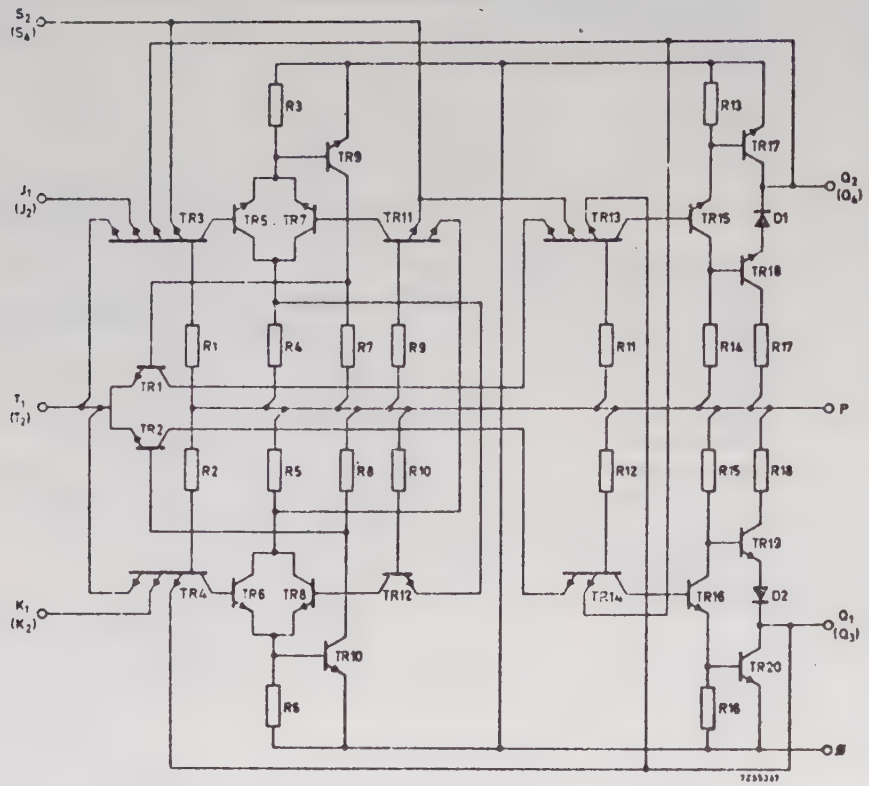
FJH121/7410
Triple 3-input NAND gate



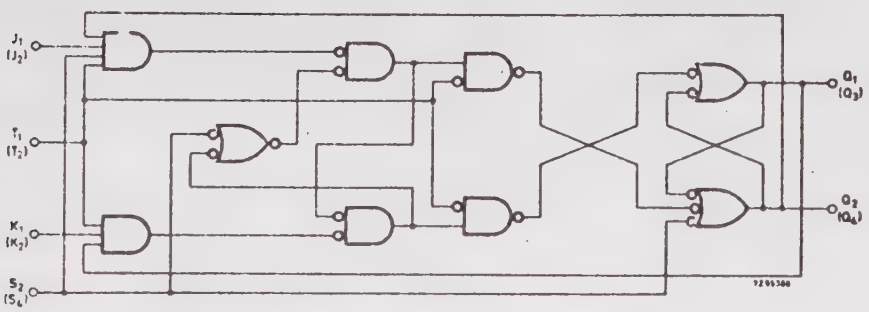


SCHEMA INTERNE ET SCHEMA LOGIQUE D'UNE BASCULE BISTABLE

CIRCUIT DIAGRAM



LOGIC DIAGRAM



FUNCTION TABLE

t_n		t_{n+1}
J	K	Q_1 (Q_3)
L	L	Q_n
L	H	L
H	L	H
H	H	$\overline{Q_n}$

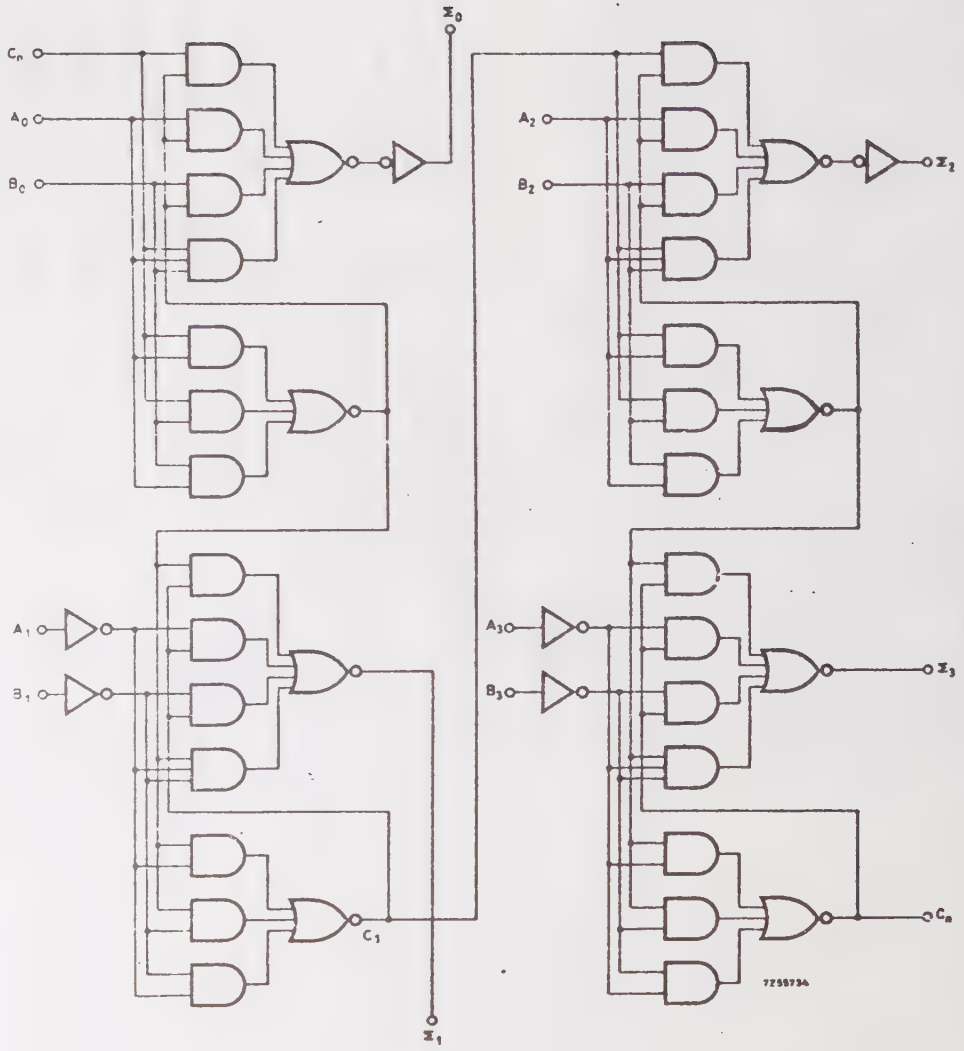
S_2 and S_4 functions are independent of T_1 and T_2.

H = HIGH state (the more positive voltage)
L = LOW state (the less positive voltage)

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage	V_P	max.	7.0	V
Input voltage	V_J, V_K, V_S, V_T	max.	5.5	V
Peak negative input voltage (J, K, T, S)	$-V_M$	max.	2	V [1])
Storage temperature	T_{stg}	-65 to	+150	°C
Operating ambient temperature	T_{amb}	0 to	+70	°C

LOGIC FUNCTION



The FJH211/7483 consists of a full adder for two words of four bits each plus a carry input (C_n). Sum outputs (Σ) are provided for each bit and the carry output (C_{n+1}) is obtained from the last bit. The high-speed internal serial carry circuitry used in the FJH211/7483 minimises the need for external "carry look ahead" logic when cascading adders for long word-length addition.

FUNCTION TABLE

To simplify the function table, it is presented in two parts:

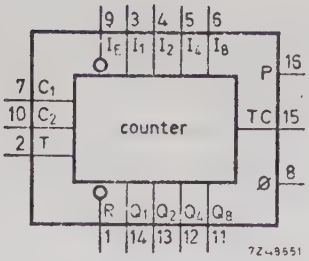
Input conditions at A_0, A_1, B_0, B_1 and C_n determine the outputs Σ_0 and Σ_1 together with the internal carry (C_1) obtained from this addition.

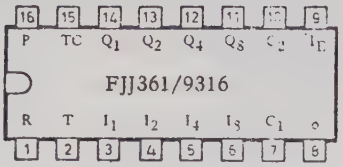
Input conditions at A_2, A_3, B_2, B_3 and the internal carry C_1 determine the outputs Σ_2, Σ_3 and C_{n+1}.

INPUT				OUTPUT					
				C_n = L			C_n = H		
				C_1 = L			C_1 = H		
A_0 / A_2	B_0 / B_2	A_1 / A_3	B_1 / B_3	Σ_0 / Σ_2	Σ_1 / Σ_3	C_1 / C_{n+1}	Σ_0 / Σ_2	Σ_1 / Σ_3	C_1 / C_{n+1}
L	L	L	L	L	L	L	H	L	L
H	L	L	L	H	L	L	L	H	L
L	H	L	L	H	L	L	L	H	L
H	H	L	L	L	H	L	H	H	L
L	L	H	L	L	H	L	H	H	L
H	L	H	L	H	H	L	L	L	H
L	H	H	L	H	H	L	L	L	H
H	H	H	L	L	L	H	H	L	H
L	L	L	H	L	H	L	H	H	L
H	L	L	H	H	H	L	L	L	H
L	H	L	H	H	H	L	L	L	H
H	H	L	H	L	L	H	H	L	H
L	L	H	H	L	L	H	H	L	H
H	L	H	H	H	L	H	L	H	H
L	H	H	H	H	L	H	L	H	H
H	H	H	H	L	H	H	H	H	H

H = HIGH state (the more positive voltage)
L = LOW state (the less positive voltage)

SINGLE SYNCHRONOUS 4-BIT BINARY COUNTER





QUICK REFERENCE DATA				
Supply voltage	V_P	5.0 ±5%		V
Operating ambient temperature	T_{amb}	0 to +70		°C
Typical operating frequency	f		18	MHz
D.C. noise margin (full temperature range)	M_L	≥	0.4	V
Total power dissipation	P_{tot}	typ.	300	mW

GENERAL DESCRIPTION

The FJJ361/9316 is a high speed synchronous 4-bit binary up counter. It has a parallel load facility and an overriding asynchronous master reset. By using the internal carry look-ahead counting technique, several stages of synchronous operation are obtainable with no external gating packages and with operating speeds equivalent to those of a single stage.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

A clock buffer and inverter drives the four clocked RS master slave flip-flops in parallel, so that synchronous operation is obtained. When the trigger input (T) is LOW, the slave is steady, but data can enter the master via the R and S inputs. During the LOW to HIGH transition of T, first the data inputs (R and S) are inhibited, so that a later change in the input data will not affect the master; secondly, the now trapped information in the master is transferred to the slave and is reflected at the outputs. When the transfer is completed both the master and the slave are steady, as long as T remains HIGH, regardless of the logic state at any other input to the device. During the HIGH to LOW transition of the trigger input (T), first the transfer path from master to slave is inhibited, leaving the slave steady in its present state. Secondly, the data inputs (R and S) are enabled so that new data can enter the master. As a result of this synchronous operation higher clock frequency is possible and much less external logic is required in most applications. Some restrictions are placed on the manner of selection. First, the transition of C_1 or C_2 from HIGH to LOW or of I_E from LOW to HIGH may occur only when T is HIGH. The remaining transition requirements are specified under "Signal requirements" on pages 4, 5 and 6. The asynchronous reset (R) clears the counter independent of all other inputs.

FUNCTION TABLE

Count Enable	$\overline{I}_E$	mode
H	H	Count up
L	H	No change
X	L	Presetting

Count Enable = $C_1 . C_2$

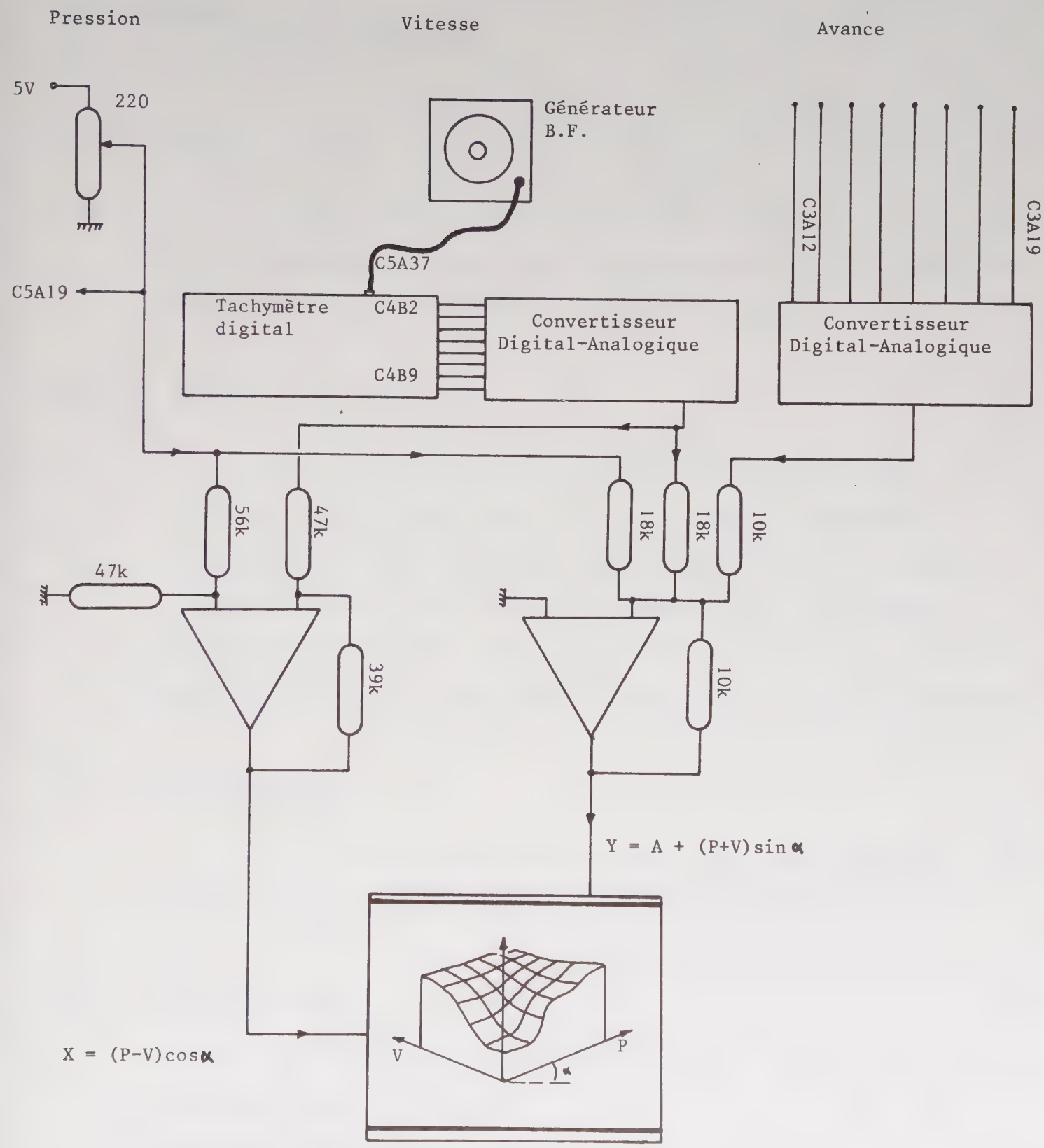
Terminal count TC = $C_2 . Q_1 . Q_2 . Q_4 . Q_8$

H = HIGH state (the more positive voltage)
L = LOW state (the less positive voltage)
X = state is immaterial

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage	V_P	−0.5 to +7.0	V
Input voltage	All inputs	−0.5 to +5.5	V
Output voltage	V_Q	−0.5 to V_P	V
Storage temperature	T_{stg}	−65 to +150	°C
Operating ambient temperature	T_{amb}	0 to +70	°C

J II SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DU CALCULATEUR SUR TABLE TRACANTE



NB: Enlever la carte 5

J.III. LEXIQUE

J.III. 1. Bit

Unité élémentaire d'information binaire, le terme de bit est également utilisé comme synonyme du mot chiffre pour un nombre décimal (nombre binaire à 4 bits : 1011).

J.III. 2. Calculateur spécifique

Ce type de calculateur, également défini sous le nom de logique cablée (par opposition à la logique programmée du microprocesseur) est constitué d'une unité de calcul absolument figée capable d'accomplir très rapidement une et une seule succession d'opérations. Ces opérations sont orchestrées par un séquenceur qui joue, entre autres fonctions, le rôle de programme.

J.III. 3. Code adjacent

Un code adjacent est un code dans lequel un seul chiffre change lorsqu'on passe d'un numéro du code au suivant.

J.III. 4. Code cyclique

Un code cyclique est un code qui se referme sur lui-même, le passage du dernier numéro du code au premier s'effectuant de la même manière que les passages intermédiaires.

J.III. 5. Diviseur programmable

Un diviseur programmable est un compteur qui peut être initialisé à une valeur quelconque et qui est bouclé de façon à démarrer son comptage à partir de cette valeur.
Considérons par exemple un compteur 4 bits. Il peut être chargé à une valeur quelconque entre 0000 et 1111. Si on le charge à 0, il va compter de 0 à 15 puis revenir à 0. La retenue TC apparaîtra une fois tous les 16 coups d'horloge. Si maintenant, au lieu de le charger à 0, on le charge par exemple à 9, il va compter de 9 à 15. En cablant le compteur de façon à ce que l'apparition de TC provoque le chargement, on aura créé un compteur qui ne comptera que de 9 à 15 et la retenue apparaîtra tous les 7 coups d'horloge seulement. Le diviseur par 16 a été transformé en diviseur par 7.
On peut, par ce procédé, diviser une fréquence par n'importe quel nombre compris entre 1 et 2^n pourvu qu'on dispose d'un compteur à n bits.

J.III. 6. Dynamique

La dynamique d'un signal est le rapport de sa plus grande valeur à sa plus petite. Elle est souvent exprimée en décibels.

J.III. 7. Jauge de contrainte

Une jauge de contrainte est constituée par une résistance déposée sur un matériau flexible. La variation de cette résistance due à la déformation du matériau permet de mesurer la déformation. Connaissant les caractéristiques mécaniques du support, on en déduit la valeur de la contrainte appliquée.

J.III. 8. Jitter

Terme anglais signifiant, ici, fluctuation rapide de la fréquence d'un signal autour de sa fréquence de base.

J.III. 9. Logique câblée. Voir (2) Calculateur spécialisé.

J.III. 10. Microprocesseur

Un microprocesseur est une miniaturisation de l'unité centrale d'un ordinateur. C'est un circuit de calcul qui peut effectuer toutes les opérations utiles sur deux nombres binaires : addition, comparaison, inversion, décalage, incrémentation, contrôle de parité, transfert etc...
Les nombres sur lesquels il effectue ces opérations sont fournis soit par la mémoire de données soit par le résultat d'un calcul. Chaque mouvement est ordonné par la mémoire programme. La succession de ces opérations élémentaires permet de résoudre les problèmes les plus complexes pour peu que le programme l'ordonne.

Dans un tel système rien n'est figé et il suffit de changer le contenu des mémoires pour changer le problème à résoudre.

J.III. 11. R O M ou Mémoire Morte

Abréviation de l'anglais Read Only Memory, ou mémoire à lecture seule. Dans ce genre de mémoires les données sont inscrites une fois pour toutes par un procédé mécanique (fusion d'un fusible) ou électrique (chargement d'une capacité) et ne sont ni détruites par une interruption de l'alimentation ni modifiables sans précautions particulières.
Certaines ROM sont programmables par l'utilisateur. Elles sont alors appelées PROM (Programmable ROM).

J.III. 12. V C O

Abréviation de l'anglais Voltage Controlled Oscillator. Oscillateur dont la fréquence est commandée par l'injection d'une tension.

J.III. 13. L.S.I.

Abréviation de l'anglais Large Scale Integration ou intégration à grande échelle. Se dit d'un circuit intégré comportant sur une même pastille de silicium, non plus une seule fonction (compteur, additionneur) mais un grand nombre de fonctions constituant un ensemble opérationnel. (calculatrice 4 opérations, microprocesseur etc...). Le nombre de portes logiques contenues dans un tel circuit dépasse couramment 1000.

K

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE.

(1) Les moyens d'action pour réduire les émissions de polluants.
J.P. Gyss.
Regie Nationale des Usines Renault

(2) Possibilités d'utilisation des systèmes électroniques pour le contrôle des moteurs à allumage commandé.
J.P. Ricouard.
Radiotechnique Compélec.
Rapport 2/1974

(3) Digitally programmed engine fuelling controls.
J.P. Soltau, K.B. Senior,B.B. Rowe.
Joseph Lucas Electrical Ltd.
International automotive engineering congress, Detroit, Jan. 73.

(4) One wire automotive electrical systems.
Joseph. F. Ziomek.
International automotive engineering congress, Detroit, Jan. 73.

(5) Measured statististical characteristics of automotive ignition noise.
Robert M. Storwick, David C. Schick, Hwei P. Hsu.
International automotive engineering congress, Detroit, Jan 73.

(6) Transducers for automotive control systems.
F.L. Zeisler.
International automotive engineering congress, Detroit, Jan. 73.

(7) The feasability of a car central computer.
Franck P. Caiati, James F. Thompson.
International automotive engineering congress. Jan. 73.

(8) Effect of spark location and combustion duration on Nitric oxide and Hydrocarbon emissions.
Ather A. Quader.
International automotive engineering congress, Detroit, Jan. 73.

(9) Generateur de fonctions numérique.
H.J. Arditty.
Colloque international sur les circuits intégrés complexes
Paris. Déc. 74

(10) A digital memory fuel controller for gasoline engines.
M. Williams. J. Lucas electrical Ltd.
SAE Publications N° 720282

(11) Correct mixtures for otto engines.
Paul H. Schweizer.
SAE Publications, n°700884

(12) Why the Honda CVCC engine meet the 1975 emission standard.
Automotive engineering. Sept. 74.

(13) Electronic fuel injection reduces automotive pollution.
Malcolm Williams.
Electronics. Sept 72

(14) Digital advance control system.
B.M. Hatten.
Classified report MDP 7201. Mullard Central Application Laboratory. Jan.72

(15) Using finite elements in automotive design.
Automotive Engineering. April 74

(16) Preliminary electrical specifications of a ZrO_2 sensor.
M. Van Vlodrop. Philips.

(17) La logique à injection de courant.
J. Thire.
Notice d'information technique RTC. Aout 73

(18) Bipolar LSI takes a new direction with integrated injection logic.
C.M. Hart, A. Slob, H.E.J. Wulms.
Electronics, Oct. 74

(19) Brevet n° 72.43158 déposé par General Motors.
Dispositif electronique du réglage de l'avance à l'allumage.

(20) Brevet n° 72.10355 déposé par les Compteurs Schlumberger.
Dispositif d'élaboration d'impulsions électriques pour système d'ignition de moteurs à combustion.

(21) Brevet n° 72.03088 déposé par J. Lucas electrical Ltd.
Appareil électronique de commande du processus d'allumage d'un moteur à combustion interne.

(22) Brevet n° 71.35897 déposé par Automobiles Citroën.
Dispositif de mesure de la fréquence d'impulsions utilisable notamment comme tachymètre pour moteurs à allumage commandé.

(23) Brevet n° 72.46786 déposé par la R.N.U.R.
Dispositif de détection de passage, notamment pour repérage de point mort haut de moteurs.

(24) Résultats des mesures et essais effectués au laboratoire Henri Beghin sur moteur 204 Peugeot.
Ph. de Bellefonds.
Rapport RTC. Mars 75

(25) Phase Locked Loop applications.
Signetics Corp.

(26) Dispositif pour moteurs en vue de la réduction de la pollution atmosphérique.
Thèses de docteur ingénieur de MM. C. Leichle et B.Bertuol. Mai 74